

# radio und fernsehen

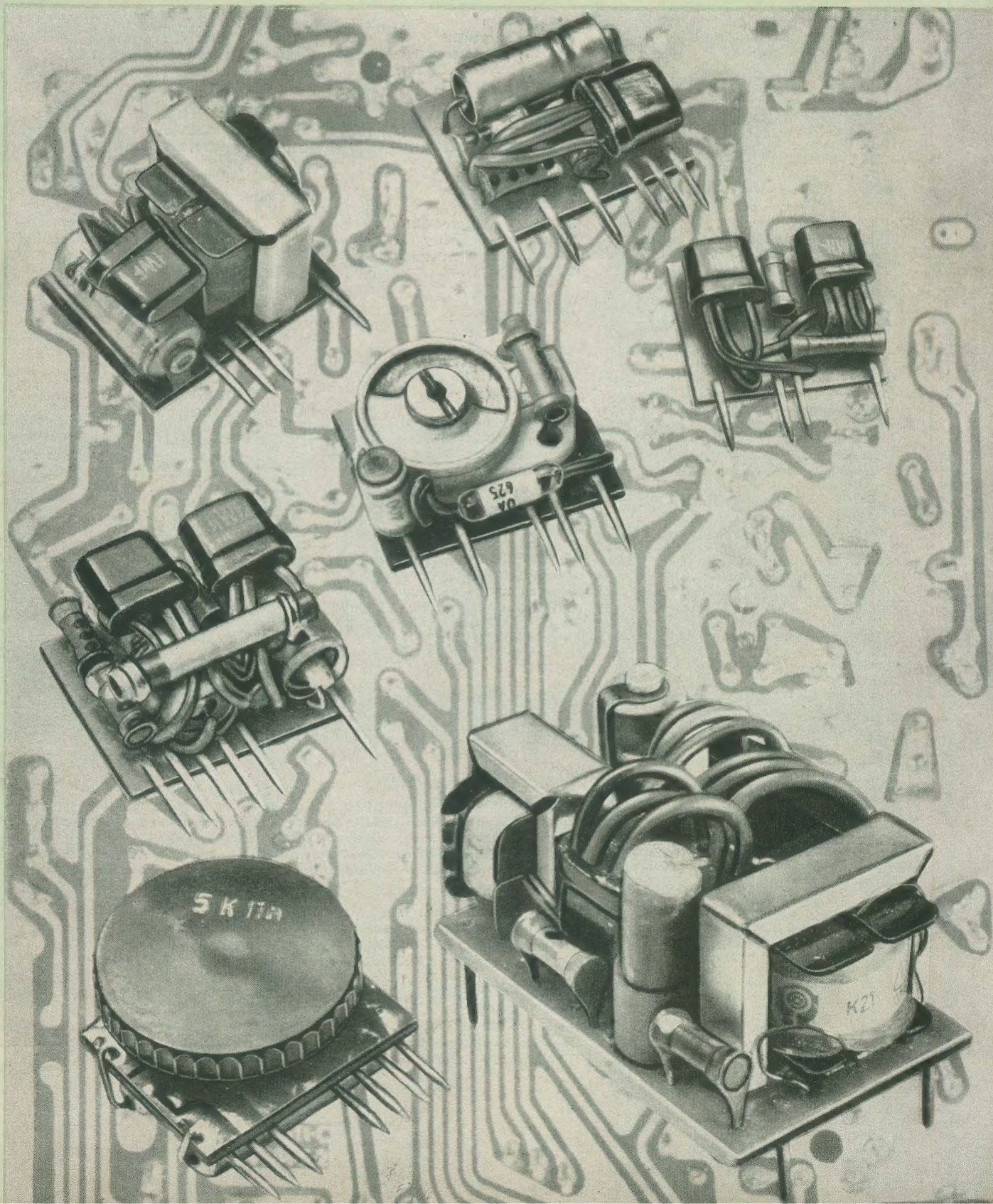
Zeitschrift für Radio • Fernsehen • Elektroakustik und Elektronik

**Bauanleitung:**  
**Ein regelbarer Trenntransformator**

PREIS DM 2,00 • 12. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG • FÜR DBR BERLIN

MÄRZ 1963 **5**



VEB VERLAG TECHNIK • BERLIN



## AUS DEM INHALT

<b>Nachrichten und Kurzberichte</b>	<b>130</b>
<b>Magnettonbandtechnik — nur zum Vergnügen?</b>	<b>131</b>
I. Borkmann <b>Die Faseroptik und ihre Anwendung in der Technik</b>	<b>132</b>
<b>Zusammenschaltung von Allstromrundfunkempfänger und Tonbandgerät</b>	<b>134</b>
Heinz Foerster <b>Der Antrieb bei Heimtonbandgeräten</b>	<b>135</b>
Ing. L. Naumann <b>Eigenschaften und Anwendungen piezoelektrischer Keramik als Filter in der HF-Technik, Teil 1</b>	<b>137</b>
Klaus Schlenzig <b>Die Kleinbausteine KUV 1, EBS 1 und 2 GV 1</b>	<b>141</b>
Dipl.-Ing. P. Baumann und Dipl.-Ing. M. Huneck <b>Halbleiterinformationen (37) Dynamische Kenngrößen der HF-Legierungstransistoren OC 871 und OC 872</b>	<b>143</b>
Wolfgang Hoyer <b>Berechnung des Oszillators eines AM-Supers</b>	<b>145</b>
Dr.-Ing. Ch. Moeller und Dipl.-Ing. U. Plauschin <b>Ein fremdgesteuerter Wobbelgenerator</b>	<b>148</b>
Felix Schöbl <b>Bauanleitung: Ein regelbarer Trenntransformator</b>	<b>151</b>
S. Goedicke <b>Netzgleichrichter, Transformatorberechnung</b>	<b>153</b>
Norbert Pudollek <b>Ein Universalfernsehservicegerät in Bausteinweise VI</b>	<b>155</b>
<b>Aus der Reparaturpraxis</b>	<b>158</b>
<b>Referate</b>	<b>159</b>
<b>Fachbücher</b>	<b>160</b>

### VEB VERLAG TECHNIK

Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig  
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.  
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Technikammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin  
**radio und fernsehen**  
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer  
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke  
Veröffentlicht unter ZLN 1109 der DDR

### Alleinige Anzeigenannahme:

DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1  
**Druck:** Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36  
Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.  
Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

## OBŠAH

Oznámení a zprávy	130
Slouží magnetofon jen k zábavě?	131
I. Borkmann Vláknová optika a její technické použití	132
Napojení přijímače s univerzálním napájením na magnetofon	134
Heinz Foerster Hnačí mechanismus u komerčních magnetofonů	135
Ing. L. Naumann Vlastnosti a použití piezoelektrické keramiky pro vysokofrekvenční filtry, díl první	137
Klaus Schlenzig Miniaturní stavebnicové jednotky KUV 1, EBS 1 a 2 GV 1	141
Dipl.-Ing. P. Baumann a Dipl.-Ing. M. Huneck Informace o polovodičích (37) Dynamické parametry vf-slutinových tranzistorů OC 871 a OC 872	143
Wolfgang Hoyer Výpočet oscilátoru u am-superhetu	145
Dr.-Ing. Ch. Moeller a Dipl.-Ing. U. Plauschin Rozmítaný generátor s vnějším řízením	148
Felix Schöbl Stavební návod: řiditelný oddělovací transformátor	151
S. Goedicke Síťový usměrňovač, výpočet transformátoru	153
Norbert Pudollek Univerzální přístroj pro televizní údržbu konstruovaný ze stavebnicových jednotek, díl šestý	155
Z opravářské praxe	158
Referaty	159
Odborné knihy	160

### Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag  
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag  
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

### Ausland:

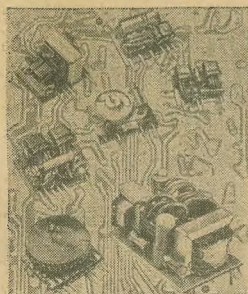
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana  
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris  
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung  
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46  
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Politic Administrative C. F. R. Bukarest  
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradská ul. 14  
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuzspetschatj“, Postämter und Bezirkspoststellen  
Ungarische Volksrepublik: „Kultura“ Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62  
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

## СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения	130
Передовая статья	131
И. Бorkман Волоконная оптика и ее применение в технике	132
Подключение магнитофона к приемнику с универсальным питанием	134
Гейнц Фёрстер Привод любительских магнитофонов	135
Инж. Л. Науман Свойства и применение пьезоэлектрической керамики в фильтрах высокочастотной техники, ч. 1-я	137
Клаус Шленциг Малогабаритные электронные узлы KUV 1, EBS 1 и 2 GV 1	141
Диплом-инж. П. Бауман и диплом-инж. М. Хунек Информация о полупроводниковых приборах (37) Динамические характеристики высокочастотных сплавных транзисторов OC 871 и OC 872	143
Вольфганг Хойер Расчет гетеродина AM приемника	145
Д-р техн. наук Мёллер и диплом-инж. У. Плаушин Генератор качающейся частоты с внешним возбуждением	148
Феликс Шёбл Для радиолюбителя: Регулируемый разделительный трансформатор	151
З. Гёдикке Силовые выпрямители, расчет трансформатора	153
Норберт Пудоллек Универсальный прибор для ремонта телевизоров, ч. 6-я	155
Из работы ремонтных мастерских	158
Рефераты	159
Новые книги	160

## CONTENTS

<b>Information and Reports</b>	<b>130</b>
<b>Magnetic Tape Recording — Just For Pleasure?</b>	<b>131</b>
I. Borkmann <b>Fibre Optics and its Technical Applications</b>	<b>132</b>
<b>Connecting an A. C. - D. C. Broadcast Receiver with a Tape Recorder</b>	<b>134</b>
Heinz Foerster <b>The Drive of Home Tape Recorders</b>	<b>135</b>
Ing. L. Naumann <b>Properties and Applications of Piezoelectric Ceramics as Filters in High-Frequency Technique (Part I)</b>	<b>137</b>
Klaus Schlenzig <b>The Miniaturized Construction Units KUV 1, EBS 1 and 2 GV 1</b>	<b>141</b>
Dipl.-Ing. P. Baumann and Dipl.-Ing. M. Huneck <b>Semiconductor Informations (37) Dynamic Characteristics of H. F. Junction Transistors OC 871 and OC 872</b>	<b>143</b>
Wolfgang Hoyer <b>Calculation of the Oscillator Stage of an A. M. Superhet</b>	<b>145</b>
Dr.-Ing. Ch. Moeller and Dipl.-Ing. U. Plauschin <b>Separately Controlled Wobble Generator</b>	<b>148</b>
Felix Schöbl <b>Instruction for Construction: Controllable Isolating Transformer</b>	<b>151</b>
S. Goedicke <b>Power Rectifier, Transformer Calculation</b>	<b>153</b>
Norbert Pudollek <b>Standard Unit Universal Television Service Equipment (Part VI)</b>	<b>155</b>
<b>Repair Practice</b>	<b>158</b>
<b>Abstracts</b>	<b>159</b>
<b>Technical Books</b>	<b>160</b>



**Titelbild:**

Mit diesen modernen elektronischen Kleinteilen lassen sich interessante Schaltungen aufbauen. Sämtliche im Bild dargestellten Baugruppen sind bereits im Handel erhältlich.

Foto: H. Blunck

## Die KW-Ausbreitung im Januar 1962 und Vorschau für April 1963

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

### KW-Ausbreitung im Januar 1963

① relative Abweichung der  $F_2$ -Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

- $\Delta f/f$
- +41% und darüber
- +31...+40%
- +21...+30%
- +20...+18%
- +21...+30%
- -31...-40%
- -41% und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

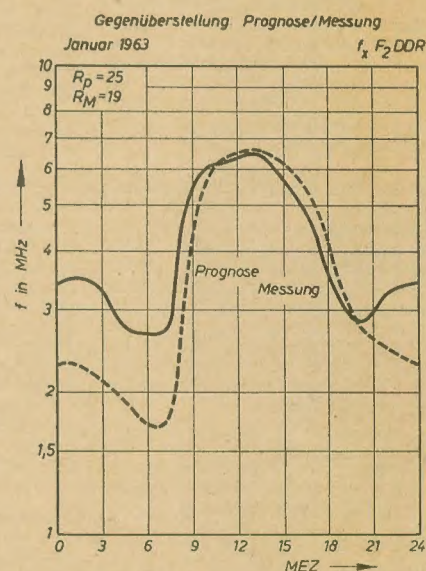
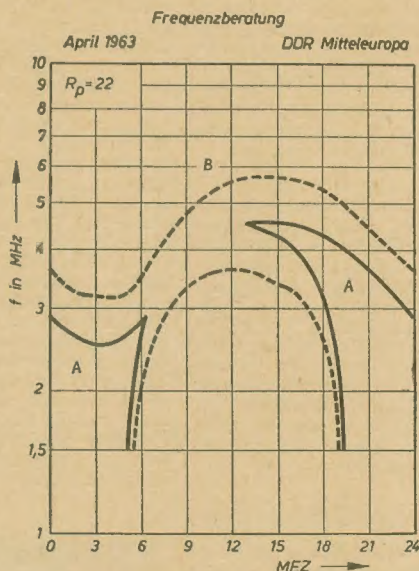
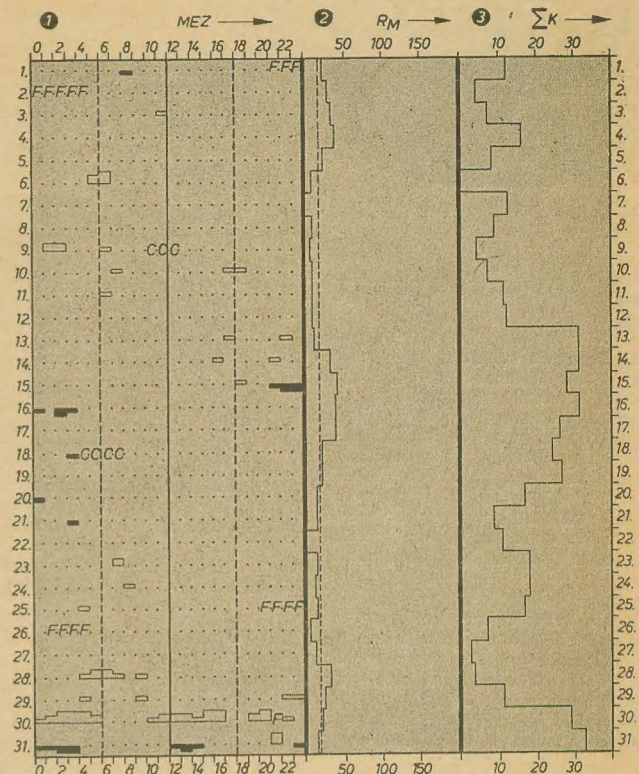
A = Abdeckung  
C = Gerätestörung  
F = Streuung

② gemessene Sonnenfleckenrelativzahlen ( $R_M$ )

③ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern

### Vorschau für April 1963

Sendeleistung: 100 W  
Mindestfeldstärke: 10  $\mu V/m$   
Entfernung: 0...600 km  
A = sicherer Verkehr  
B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem...

Bauanleitung für einen Transistorempfänger ●

Der ZF-Verstärker — Selbsterregung und Neutralisation ●

Die Wirkungsweise der Reaktanzstufen ●

Scheinwiderstandsmessung mit ohmscher Brückenschaltung ●

Digitale Meßwerterfassung ●

## Nachrichten und Kurzberichte

▼ Die Vorbereitungen zur Ausstrahlung zweisprachiger Programme hat das Estnische Fernsehen abgeschlossen. Wissenschaftler des Leningrader Instituts für Funkempfang und Akustik haben gemeinsam mit Ingenieuren des Fernsehentrums Tallin die entsprechenden Anlagen entwickelt. Die Fernsehteilnehmer brauchen ihr Gerät nur auf einen anderen Tonkanal umzuschalten, wenn sie den Kommentar oder Dialog in der anderen Sprache hören wollen.

▼ Ein Kleinstmikrofon, das im Prinzip ein Transistor mit beweglicher Kappe — einem Miniaturreißnagel gleich — ist, wurde von den Wissenschaftlern der amerikanischen Raytheon Co. entwickelt. Ein Druck auf die Kappe wird von dem Transistor in elektrische Energie umgewandelt. Das Transistormikrofon wirkt gleichzeitig als Verstärker. Der entscheidende Vorteil dieses neuen Bauelements liegt — abgesehen von seiner Kleinheit — in seinem außerordentlich weiten Frequenzbereich von 0,01 bis 120 000 Hz. Es wurde im Labor als Tonabnehmer eines Plattenspielers erprobt.

▼ Zu den größten Unternehmen der Welt auf dem Gebiet von Elektronengeräten gehört die kürzlich im Leningrader Wirtschaftsbezirk gegründete Firma „Swetlana“, die mehrere Betriebe vereinigt. Die Gründung der Firma erfolgte mit dem Ziel einer Spezialisierung der Produktion sowie einer Konzentration der Konstruktions- und administrativen Abteilungen.

▼ Achtung! Die im Heft 23 (1962) für den 26. und 27. März 1963 in Weimar angekündigte Tagung „Starkstrombeeinflussung von Fernmeldeleitungen“ wurde auf den 23. und 24. April 1963 verlegt und wird in Leipzig, HO-Gaststätte Technische Messe, stattfinden.

▼ Der amerikanische Fernsehsatellit Telstar ist seit Anfang Januar wieder funktionsfähig, und auch über den zweiten amerikanischen Nachrichtensatelliten Relay waren Fernsehversuchssendungen möglich.

▼ Ein für das gesamte sozialistische Lager anwendbares Einheitssystem der Trägerfrequenztechnik wird gegenwärtig von Wissenschaftlern und Konstrukteuren des Industriezweiges Nachrichten- und Meßtechnik der DDR in enger Gemeinschaftsarbeit mit Spezialisten anderer sozialistischer Länder geschaffen. Dabei werden einheitliche Baugruppen entwickelt, die dem unterschied-

lichen technischen Aufbau des Fernmeldewesens in den sozialistischen Ländern entsprechen.

### Zu Ehren des VI. Parteitages

hatten die Mitarbeiter des Zentrallaboratoriums für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik Entwicklungen über ihr planmäßiges Arbeitsgebiet hinaus übernommen. Sie wurden auch termingemäß übergeben und vorgestellt.

#### Skalenbeleuchtung mit Lumineszenz-Leuchtplatten

Bei dieser Verpflichtung handelt es sich u. a. um die Anwendung einer Skalenbeleuchtung mit Lumineszenz-Leuchtplatten speziell für volltransistorisierte Empfänger. Die Musterkoffergänge besitzen eine Leuchtskala, deren ganze Fläche gleichmäßig leuchtet. Bei einem Muster werden mit dem Wellenbereichsschalter bestimmte Skalenstreifen umgeschaltet, so daß immer der jeweils eingeschaltete Wellenbereich leuchtet. Die Entwicklung wurde in Zusammenarbeit mit dem Entwicklungslaboratorium des VEB Berliner Glühlampenwerk durchgeführt.

#### Nachhallenrichtung für Rundfunkempfänger

Die von Rundfunk- und Fernsehsendern ausgestrahlte Tonsendung setzt einen normal halligen Raum voraus, der in vielen Fällen beim Hörer nicht vorhanden ist. Durch eine kontinuierlich regelbare Nachhallenrichtung, mit der einige Rundfunkgeräte ausgestattet wurden, ist die Anpassung an die Halleigenschaften eines Raumes möglich. Die Tonbandfreunde erhalten damit die Möglichkeit, ihre eigenen Aufnahmen mit jeder gewünschten Hallwirkung zu versehen.

#### Verkoder

Von besonderer Bedeutung ist die Entwicklung eines Verkoders zur späteren Einführung des HF-Stereofonie-Rundfunks nach dem Hilfssträgerverfahren. Gemeinsam mit dem Ministerium für Post- und Fernmeldewesen wurde mit diesem Verkoder und einem im Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik entwickelten Empfänger zur Aufnahme stereofonischer Sendungen die erste Versuchssendung durchgeführt.

#### Eine neuartige „Blitz“-Technik

durch die die gesamte Herstellung von gedruckten Schaltungen umwälzend beeinflusst werden könnte, ist von der „Armour Research Foundation“ des Illinois Institute of Technology entwickelt worden. Bei der neuen Herstellungstechnik wird ein der elektrischen Fotoblitzlampe ähnliches, aber weitaus höhere Energien entwickelndes Gerät benutzt, das extrem hohe Temperaturen für den Bruchteil einer Sekunde erzeugt. Die vom Institut durchgeführten Versuche zeigten, daß es mit Hilfe dieser „Blitz“-Technik möglich ist, zahlreiche metallische Verbindungen, darunter auch Kupferverbindungen, aufzubereiten. Eine Farbschicht, in der Kupferoxyd in Pulverform als Pigmentstoff enthalten ist, kann z. B. auf eine aus keramischem Material bestehende Grundplatte für elektronische Schaltungen

aufgetragen werden, auf die man anschließend eine das Licht reflektierende Platte legt, in die wie bei einer Schablone die Schaltung eingeschnitten ist. Löst man dann den Blitz aus, so wird durch die große Hitzeeinwirkung das Kupfer unter den Einschnitten herausgelöst und somit leitfähig. Durch ein Lösungsmittel wird dann das restliche Überzugsmaterial der keramischen Grundplatte entfernt, so daß nur die Schaltung übrigbleibt. In ähnlicher Weise können nach Ansicht der Wissenschaftler auch Elemente von Widerständen hergestellt werden, und zwar durch das Aufbrechen solcher Metallverbindungen wie etwa der des Nickels u. a. Auch Vielfachlötlungen lassen sich mit einem einzigen Blitz bewerkstelligen.

#### Moskauer U-Bahnring wird automatisiert

Bis 1965 wird der Verkehr auf dem Ring der Moskauer U-Bahn automatisiert werden. In dieser Zeit werden alle vierzig auf dem Ring verkehrenden Züge auf automatische Steuerung umgestellt. Bereits in diesem Jahr werden die ersten 15 Züge auf dem Ring automatisch fahren. Moskau beginnt damit als erste Stadt der Welt mit der Automatisierung seines U-Bahnverkehrs. Die automatischen „Zugführer“ wurden auf der Moskauer U-Bahn bereits in den letzten Jahren erprobt. Die mit der Automatik ausgestatteten Züge legten 80 000 km zurück und beförderten 4 Mio. Passagiere, ohne daß ein einziger Zwischenfall eintrat. Durch die bevorstehende Umstellung auf automatische Zugführung wird die Durchlaßfähigkeit auf dem Moskauer Ring bedeutend steigen. Die heutigen Zugabstände von 110 Sekunden können auf 70 Sekunden herabgesetzt werden. Als automatischer „Zugführer“ arbeitet eine Elektronenrechenmaschine. Spezielle Geräte machen ihr die Angaben über das Gleisprofil, die Entfernungen zwischen den Stationen, das Zuggewicht und den Bremsweg. Dem entsprechend wählt die Maschine die rationellste Betriebsweise. Dazu gehören die Geschwindigkeit und die Bestimmung der Zeitpunkte für das Bremsen und Halten. Die Maschine hält den Fahrplan mit größerer Genauigkeit ein als jeder Zugführer. Die Elektronengeräte, die die Zug-

bewegungen auf den Strecken kontrollieren, teilen den automatischen Zugführern die Zugabstände mit und erteilen die erforderlichen Kommandos.

#### Neues aus dem Institut für Halbleitertechnik Teltow

##### Preisherabsetzung bei Germaniumgleichrichtern

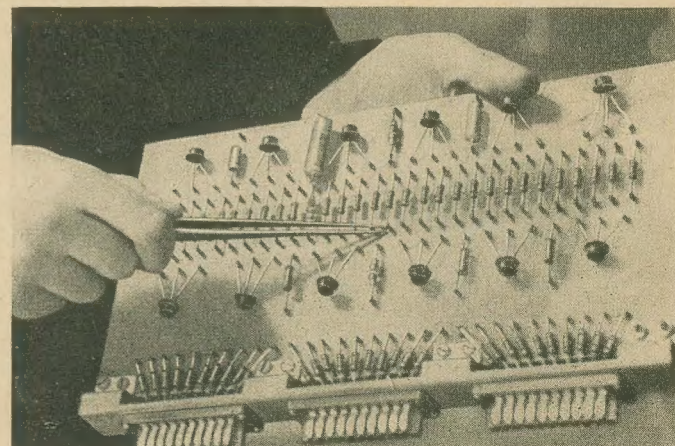
Das Herstellungsverfahren für die Germaniumgleichrichter der Reihe OY 120 — OY 125 (Nennstromstärke 10 A) konnte vom Institut für Halbleitertechnik auf Weltniveau gebracht werden. Die Ausbeute in der Serienfertigung liegt bei 90%! Dadurch wurde eine fühlbare Preisherabsetzung möglich, die bei den Typen OY 121, 122 und 123 etwa 50% beträgt. Die neuen WAP sind: OY 120: 7,60 DM; OY 121: 9,55 DM; OY 122: 14,50 DM; OY 123: 19,00 DM; OY 124: 27,00 DM; OY 125: 40,00 DM. Sämtliche Typen tragen das Gütezeichen I. Die Gleichrichter werden durch das Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) vertrieben und sind kurzfristig lieferbar. Mindermengen können durch das Handelskontor für Maschinenbauerzeugnisse, Potsdam, Leipziger Str. 60, bezogen werden.

##### Siliziumtransistor OC 920 — OC 923

Die Pilotfertigung des Siliziumtransistors OC 920 — OC 923 wurde mit Jahresbeginn aufgenommen. Die Kenndaten dieser neuen Transistortypen werden wir demnächst in den Halbleiterinformationen veröffentlichen.

##### Siliziumhöchstfrequenzdioden

Im Versuchswerk des Instituts für Halbleitertechnik wurde die Pilotfertigung einer neuen Typenreihe von Höchstfrequenzdioden aufgenommen. Für den 10-GHz-Bereich stehen Mischdioden OA 541 (Mischverlust  $\leq 8$  dB) und OA 542 (Mischverlust  $\leq 7$  dB) sowie die Richtdioden OA 551/OA 552 zur Verfügung. Für Frequenzen um 4 GHz sind die Mischdioden OA 546 (Mischverlust  $\leq 7$  dB) und OA 547 (Mischverlust  $\leq 6$  dB) und die beiden Richtdiodyentypen OA 556 und OA 557 bestimmt. Die Dioden werden in geringen Stückzahlen für Forschungs- und Entwicklungszwecke geliefert. Ihre Daten werden demnächst in den Halbleiterinformationen veröffentlicht.



Unser Bild zeigt das von sowjetischen Ingenieuren entwickelte Elektronenmodell einer Nervenzelle

## Magnettonbandtechnik – nur zum Vergnügen?

In radio und fernsehen 22 (1961) S. 717 wurde in einer Mitteilung vom VEB Meßgerätekombinat Zwickau von der Entwicklung eines Standardlaufwerks für Heimtonbandgeräte berichtet. Auf diesem Standardlaufwerk sollte sich dann das neue Typenprogramm des VEB Meßgerätekombinat Zwickau aufbauen. Auf die Realisierung dieses Typenprogramms warteten nicht nur viele Tonbandfreunde, sondern vor allen Dingen der Außenhandel, der von den neuen Geräten, die auf dem internationalen Markt durchaus konkurrenzfähig sind, eine devisenbringende Belegung des Exportgeschäftes erwartet.

Das erste Gerät des Typenprogramms — BG 26-1 — ist jetzt im Handel erschienen (s. radio und fernsehen 4 [1963] S. 109). Wenn es, wie vorgesehen, mit dem in der DDR hergestellten Magnettonband vom Typ CR oder CRL bestückt wird, beträgt damit bei einer Bandgeschwindigkeit von 9,5 cm/s der Frequenzbereich 50 ... 12 000 Hz. Das Gerät, das auf dem internationalen Markt durchaus ein „Schlager“ sein könnte, benötigt, um den dort üblichen Frequenzbereich von 50 ... 15 000 Hz zu erreichen, unbedingt die Bandsorte Typ CS, — aber dieses Magnettonband gibt es bei uns noch nicht. Die Kollegen des Außenhandels werden jetzt zeigen müssen, was in ihnen steckt; sie müssen ein gutes Heimtonbandgerät verkaufen, ohne die dazugehörigen Bänder liefern zu können. Diese Aufgabe entspricht ungefähr der eines Autverkäufers, der seine Autos ohne Reifen verkaufen muß.

Der Hersteller von Magnettonbändern, der VEB Filmfabrik Agfa Wolfen, ist vorerst nicht in der Lage, das hierzu benötigte CS-Band zu liefern.

Es geht jedoch nicht nur um die Bestückung der neuen Heimtonbandgeräte mit Magnettonbändern. Es geht hier auch nicht nur darum, daß den Geräteentwicklern bei der weiteren Entwicklung weltmarktfähiger Geräte (wie z. B. der Vierspurtechnik) die Hände gebunden sind. Das Problem liegt doch auch darin, daß ein erheblicher Teil unserer Industrie in

der Zukunft auf hochwertige Magnettonbänder angewiesen ist. Es soll nur auf die Magnetspeicherverfahren in der kommerziellen Technik, auf die Videoaufzeichnung von Fernsehsendungen usw. hingewiesen werden. Daß hochwertige Magnettonbänder außerdem eine gute Exportmöglichkeit besitzen, dürfte allgemein klar sein.

Hier haben also offensichtlich einige maßgebende Stellen die Wichtigkeit dieses Sektors der Technik nicht richtig erkannt und die volkswirtschaftliche Bedeutung unterschätzt. Wie kann es sonst dazu kommen, daß im VEB Agfa Wolfen immer noch die inzwischen völlig veralteten C- und CH-Bänder in größeren Mengen hergestellt werden, obgleich kein echter Bedarf mehr vorhanden ist. Die Anlagen bei den Verbrauchern, die noch mit diesen Bändern arbeiten, hätten schon längst umgestellt werden können. Die volle Umstellung der Agfa-Magnettonbandproduktion auf das zur Zeit beste uns zur Verfügung stehende CR-Band scheiterte bis jetzt an einigen fehlenden Absorbern!

Die inzwischen wieder eingesetzte Forschung auf dem Gebiet der Schallaufzeichnung läßt hoffen, daß die Rückstände zumindest nicht größer werden und daß es gelingen wird, in absehbarer Zeit den internationalen Stand wieder zu erreichen. Hierzu sind jedoch auch Investitionen notwendig, da mit den bisherigen Produktionsmitteln eine moderne Fertigung nicht durchführbar ist. Eine Voraussetzung für eine qualitativ hochwertige Produktion ist u. a. die Schaffung staubfreier und temperierter Räume, da nur so eine gleichmäßige Beschichtung der Bänder, die frei von „drop outs“ sein müssen, gewährleistet ist.

Wenn auch die Forschungsarbeiten zur Schaffung eines geeigneten Magnetits für die CS-Bandproduktion inzwischen zu einem gewissen Abschluß gekommen sind, steht dann, nach Aufnahme der Produktion, nur ein CS-Band auf Acetylcellulosegrundlage zur Verfügung. Dieses Band ist in seinen mecha-

nischen Eigenschaften noch nicht für die Videosignalspeicherung und für gewisse kommerzielle Zwecke geeignet. Hierfür geeignete Bänder können nur auf Polyesterunterlage gefertigt werden, da sie höchsten mechanischen Beanspruchungen ausgesetzt sind. Für andere, ebenso wichtige kommerzielle Zwecke, z. B. die Rechentechnik, ist das Acetylcelluloseband genau so gut geeignet, unter bestimmten Umständen ist es sogar vorzuziehen.

Leider ist der Rückstand bei Polyesterbändern so groß, daß mit einer Produktionsaufnahme vorerst nicht zu rechnen ist. Sowohl Fragen der Entwicklung, wie der Rohstoffversorgung sowie der Fertigungstechnologie sind noch nicht gelöst; der Zeitpunkt ihrer Lösung ist noch nicht abzusehen.

Wir stellen daher die Fragen:

Hat die Staatliche Plankommission die Magnettonbandtechnik bisher ausschließlich unter der Rubrik „Massenbedarfsartikel“ geführt? Hat sie nicht erkannt, daß dieser Technik darüber hinaus eine erhebliche volkswirtschaftliche Bedeutung zukommt? Hat sie ihre Bedeutung für die kommerzielle Technik, darunter die Rechentechnik und die industrielle Elektronik, und für den Export unterschätzt, abgesehen von dem auch hier hinein spielenden Problem der Störfreimachung? Hat man die eigene Stärke, die eigenen Möglichkeiten unterschätzt?

Die Gründe mögen nicht nur eine falsche Einschätzung der technischen und ökonomischen Notwendigkeiten gewesen sein. Es gab in der Zeit der offenen Grenzen objektive Schwierigkeiten, die unsere Entwicklung auf allen Gebieten gehemmt haben und die der Wirtschaft der DDR große materielle Verluste zufügten. Diese Zeit ist jedoch vorbei. Wir können jetzt, unbeeinflusst von außen, unsere Wirtschaft so aufbauen, wie sie den realen Forderungen und Möglichkeiten entspricht. Dazu müssen wir jedoch die technische und wirtschaftliche Entwicklung richtig einschätzen.

Jancke

# Die Faseroptik und ihre Anwendung in der Technik

I. BORKMANN

Die Faseroptik stellt ein neues Gebiet der Technik dar, dessen Aufgabe darin besteht, elektromagnetische Schwingungen der Lichtwellenlänge in Leitern zu übertragen. Mit Hilfe der Faseroptik lassen sich elektronische Geräte aufbauen, die den bestehenden analogen Einrichtungen in vielen Beziehungen überlegen sind. Im folgenden Beitrag sollen neben den physikalischen Grundlagen ein Überblick über den derzeitigen Entwicklungsstand der Faseroptik gegeben und eine Reihe von praktischen Anwendungen erläutert werden.

Das hauptsächlichste Bauelement der Faseroptik ist gegenwärtig ein Bündel sehr dünner Glasfasern, das die Eigenschaft hat, Licht mehrere Meter in beliebiger Richtung zu leiten.

## Die physikalischen Grundlagen der Faseroptik

Beleuchtet man die Stirnseite eines sehr dünnen Glasfadens mit einer mikroskopisch kleinen Lichtquelle, so wird auf Grund der verschiedenen Brechungsindizes des Glases und des umgebenden Mediums der Lichtstrahl innerhalb der Glasfaser fortlaufend an den Glaswänden total reflektiert, sofern der Brechungsindex des umgebenden Mediums kleiner ist als der des Glases. Der Lichtstrahl breitet sich dabei längs der Faser aus. Wenn der Brechungsindex des Glases wesentlich größer ist als der des umgebenden Mediums, so wird eine Totalreflexion auch dann eintreten, wenn die Glasfaser gebogen ist (Bild 1). Um eine verlustarme Reflexion zu erhalten, müssen die Glasfaserwände glatt und sauber sein.

In einer Faser mit einem Durchmesser von  $50\text{ }\mu\text{m}$  wird der Lichtstrahl auf einer Strecke von einem Meter ungefähr 12 000 mal reflektiert. Glas hat einen Brechungsindex von 1,5 und darüber, der von Luft liegt wesentlich niedriger. Damit sind die Voraussetzungen für eine verlustarme Lichtleitung erfüllt.

In einem Faserbündel liegen die Fasern jedoch dicht an dicht ohne eine Luftschicht zwischen den einzelnen Fasern. Der Lichtstrahl, der von der Faserwand reflektiert werden soll, gelangt bei einem ungünstigen Einfallswinkel in die benachbarte Faser. Damit wird der Zweck der Faseroptik, Licht in jeder Faser getrennt zu leiten, nicht mehr erreicht (Bild 2). Um zu verhindern, daß das Licht in die benachbarte Faser gelangt, wird jede Faser zweischichtig ausgeführt. Der innere Teil der Faser besteht aus Glas mit einem hohen, die äußere Schicht aus Glas mit einem niedrigen Brechungsindex (Bild 3).

## Die Herstellung optischer Fasern

Als Ausgangsmaterial für die Herstellung optischer Fasern kann entweder Kunstglas (Pyakryl) oder natürliches Glas dienen. Die Herstellungstechnologie aus Kunstglas ist relativ einfach, jedoch sind die Fasern nicht

genügend beständig. Bei Biegung wird ihre Oberfläche von mikroskopisch feinen Haarrissen überzogen; die Faser verliert dadurch ihre optischen Eigenschaften. Als Ausgangsmaterial dient daher meistens hochwertiges optisches Glas. Dieses verfügt über eine sehr gute Lichtdurchlässigkeit und ist gleichzeitig ausreichend fest und biegsam. Der Durchmesser einer Faser liegt zwischen  $5$  und  $50\text{ }\mu\text{m}$ . Die Herstellung von solchen dünnen zweischichtigen Fasern erfolgt durch stufenweises Ausziehen eines Glasstabes mit einem Anfangsdurchmesser von etwa  $25\text{ mm}$ , der sich in einem gut angepaßten Rohr aus Glas mit einem niedrigeren Brechungsindex befindet. Stab und Rohr werden durch Erwärmung erweicht, auf den gewünschten Durchmesser ausgezogen und auf eine Trommel gewickelt. Die Abmessungen der Trommel und die Anzahl der Faserlagen werden so gewählt, daß der Querschnitt der Wicklung dem endgültigen Querschnitt des Bündels entspricht. Die Wicklung wird an einer oder mehreren Stellen, je nach der gewünschten Länge des Bündels, aufgeschnitten und gestreckt. Um ein einheitliches Bündel zu erhalten, könnten die Stirnseiten mit einem Epoxydharzkleber verklebt werden. Die Verwendung eines Klebers ist jedoch nicht vorteilhaft, da der Kleber weniger fest als das Glas ist, hohe Temperaturen schlechter verträgt und außer-

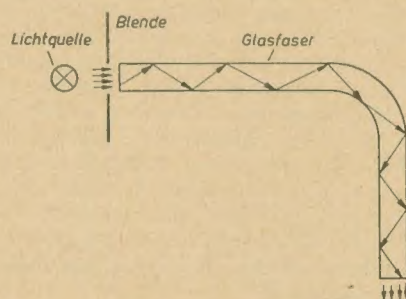


Bild 1: Lichtdurchgang durch eine dünne Glasfaser

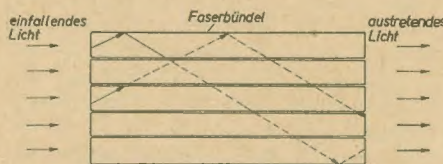


Bild 2: Lichtstreuung innerhalb eines Glasfaserbündels

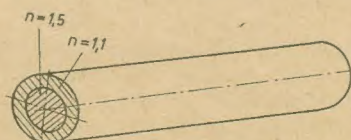


Bild 3: Schematischer Aufbau einer zweischichtigen optischen Glasfaser

dem auf dem Bild dunkle Flecken erzeugt. Besser, wenn auch technologisch schwieriger zu beherrschen, sind die Ergebnisse bei Verschmelzen der Faserenden.

Ein quadratisches Bündel solcher optischer Fasern enthält bei einer Kantenlänge von  $5\text{ cm}$  und einem Faserdurchmesser von  $5\text{ }\mu\text{m}$  ungefähr 100 Millionen Fasern. Die Abmessungen des Faserbündels sind begrenzt durch die Kompliziertheit der Herstellung und durch den Charakter der rein physikalischen Vorgänge, die in den optischen Fasern vor sich gehen. Je länger die Faser ist, desto größer sind auch die Lichtverluste, denn selbst das hochwertigste Glas ist für Licht nicht hundertprozentig durchlässig. Außerdem sind im Glas praktisch immer Deformierungen, mikroskopische Haarrisse und Blasen vorhanden, so daß auch eine Totalreflexion nicht immer eintritt. Es entsteht daher auch bei einer zweischichtigen Faser immer ein schwacher Lichtaustritt längs der Faser.

Die von verschiedenen ausländischen Firmen hergestellten Faserbündel erreichen eine Länge von  $6 \dots 7\text{ m}$  bei einem rechteckigen Querschnitt mit einer Kantenlänge von  $1 \dots 3\text{ cm}$ .

Die gegenwärtig hergestellten Fasern haben einen Durchmesser von  $5\text{ }\mu\text{m}$ . Dieser Wert liegt nahe der unteren Grenze. Bei einem Durchmesser, der der Lichtwellenlänge entspricht, hört die Lichtleitung infolge Totalreflexion auf. Weiterhin soll einerseits die Deckschicht der Faser eine bestimmte Dicke nicht unterschreiten, um die Totalreflexion zu gewährleisten; andererseits soll ein bestimmtes Flächenverhältnis zwischen Faser und Deckschicht eingehalten werden, da sich sonst der Wirkungsgrad der Lichtübertragung wesentlich verschlechtert.

## Die Eigenschaften der Faseroptik

Die mechanischen Eigenschaften des Faserbündels stimmen mit denen des optischen Glases überein. Obgleich die einzelne Faser genügend biegsam ist und viele Male gebogen werden kann, verträgt das fertige Bündel ein scharfes oder mehrfaches Biegen sehr schlecht, da dabei eine große Anzahl der Fasern abreißt. In der Praxis werden daher die Faserbündel von einem flexiblen Schlauch, meist aus Kunststoff, bei höherer Betriebstemperatur auch aus Metall, umgeben, wodurch die Beweglichkeit des Bündels stark eingeschränkt wird. Zur Verringerung der Reibung der einzelnen Fasern untereinander werden diese mit einer Spezialmasse eingerieben, wodurch das Bündel genügend biegsam wird.

Der Betriebstemperaturbereich des Faserbündels wird von der thermischen Belastbarkeit des Glases bestimmt. Für schwersmelzbares Glas liegt die Betriebstemperatur zwischen  $-250\text{ }^{\circ}\text{C}$  und  $+1400\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Für Spezialglassorten, die bessere optische Eigenschaften haben, ist der Temperaturbereich wesentlich kleiner.

Die spektralen Eigenschaften der Faseroptik werden ebenfalls von denen des Ausgangsmaterials bestimmt. Optische Fasern sind in der Lage, das gesamte optische und einen Teil des infraroten Spektrums zu leiten, d. h. elektromagnetische Wellen mit einer Wellenlänge von  $\lambda = 400 \text{ nm} \dots 2500 \text{ nm}$ . Für Spezialglassorten ist das Spektrum noch breiter und reicht bis etwa  $6000 \text{ nm}$ . Es ist bis jetzt jedoch noch nicht gelungen, optische Fasern zu entwickeln, die elektromagnetische Wellen mit einer Wellenlänge von  $\lambda < 360 \text{ nm}$ , d. h. den ultravioletten Bereich leiten.

Wenn das Faserbündel so aufgebaut ist, daß die Fasern völlig parallel liegen, bezeichnet man es als kohärent. Ein kohärentes Faserbündel verfügt über besonders wertvolle optische Eigenschaften, jedoch ist seine Herstellung, bedingt durch die außerordentlich hohe Faserzahl, sehr schwierig und teuer. Eine ungewollte Verschiebung der Fasern im Bündel schränkt dessen Anwendungsmöglichkeiten stark ein. Das Auflösungsvermögen der Faseroptik ist dem Faserdurchmesser umgekehrt proportional: je dünner die Faser ist, desto höher ist das Auflösungsvermögen.

### Die Anwendungsmöglichkeiten der Faseroptik

Obwohl die Arbeiten auf diesem Gebiet erst am Anfang stehen, ist der Anwendungsbereich der Faseroptik schon jetzt recht groß. Im folgenden sollen lediglich einige Anwendungsbeispiele, deren Entwicklung im wesentlichen abgeschlossen ist, näher betrachtet und eine Reihe weiterer Anwendungsmöglichkeiten, an deren Realisierung gearbeitet wird, erwähnt werden.

Am weitesten sind bis jetzt Katodenstrahlröhren entwickelt, bei denen der Schirm aus einer flachen Platte gebildet wird, die aus einer großen Anzahl kurzer optischer Fasern besteht. Die einzelnen Fasern sind entweder verschmolzen oder verklebt und bilden dadurch eine vakuumdichte Platte. Der Leuchtstoff wird direkt auf die Innenseite der Faser-

quelle aufgefaßt werden. Er strahlt sein Licht bei einem Glasschirm in alle Richtungen ab. Bis zu einem bestimmten Winkel  $\alpha$  gelangt das Licht noch auf die vordere Schirmseite und vergrößert dadurch den Leuchtfleck. Diejenigen Strahlen, die einen größeren Winkel  $\alpha$  haben, werden an der vorderen Glasseite total reflektiert und gehen verloren. Nur ein geringer Teil des Lichtes gelangt daher direkt

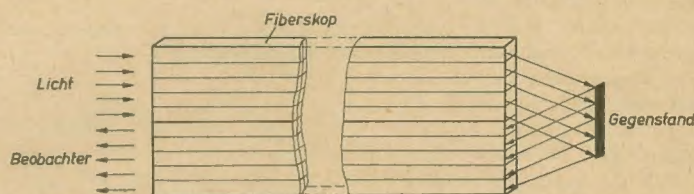


Bild 5: Wirkungsweise eines Fiberskops

auf die äußere Schirmseite. Der Wirkungsgrad der Lichtübertragung ist bestenfalls 6,5 %.

Bei einem Schirm aus Faseroptik dagegen wird der größte Teil des Lichtes vom Leuchtstoff direkt in die Glasfaser gestrahlt und ohne nennenswerte Verluste auf die Vorderseite des Schirmes übertragen. Der Wirkungsgrad der Lichtübertragung erreicht hierbei 85 ... 90 %.

Als Beispiel sei eine Faseroptik-Katodenstrahlröhre der englischen Firma Aveley Electric Ltd. erwähnt. Diese Röhre mit der Typenbezeichnung K-2226 P hat einen Schirmdurchmesser von 76 mm. Der Schirm besteht aus etwa 40 Millionen kurzer optischer Fasern mit einem Einzeldurchmesser von  $8 \mu\text{m}$ . Diese Röhre ist speziell für die fotografische Registrierung sehr schnell ablaufender Vorgänge entwickelt worden. Dazu wird das lichtempfindliche Material direkt auf den Leuchtschirm gelegt. Infolge der hohen Lichtausbeute wird das Fotomaterial auch bei extrem schnellen Strahlablauf ausreichend belichtet. Weiterhin dient die Röhre zur Kopplung von Faseroptik-Systemen oder elektronischen Geräten, die einen Faseroptik-Eingang haben. Die Ablenkung und Fokussierung er-

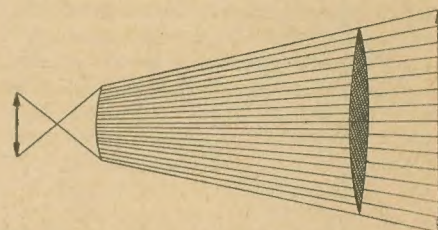


Bild 6: Vergrößerung oder Verkleinerung des Bildes durch die konische Ausbildung des Faserbündels

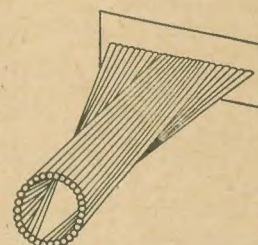


Bild 7: Umwandlung eines Kreises in eine Gerade mit Hilfe der Faseroptik

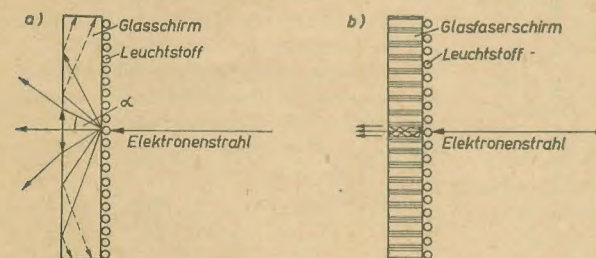


Bild 4: Lichtübertragung bei einer Katodenstrahlröhre: a) mit einem Glasschirm, b) mit einem Glasfaserschirm

platte aufgebracht. Das Licht wird durch die Glasfasern auf die äußere Stirnseite der Röhre geleitet. Der Vorteil solcher Faseroptik-Katodenstrahlröhren gegenüber den gewöhnlichen Katodenstrahlröhren liegt in einer völlig parallaxenfreien Bildwiedergabe sowie in einer wesentlichen Erhöhung von Helligkeit und Schärfe. So ist ein bis zu 40facher Helligkeitserfolg gegenüber gewöhnlichen Katodenstrahlröhren erzielt worden. Dieser auf den ersten Blick unwahrscheinlich klingende Helligkeitserfolg soll anhand der Lichtübertragung in einem normalen Glasschirm (Bild 4a) und in einem Glasfaserschirm (Bild 4b) erläutert werden.

Der Leuchtfleck kann als punktförmige Licht-

quellen magnetisch. Als Leuchtstoff wird P 11- oder P 16-Phosphor verwendet (Phosphor-isotope). Der nutzbare Schirmdurchmesser beträgt 57 mm, die Gesamtlänge der Röhre 380 mm.

Mit Vidikonen (Fernsehaufnahmerröhren), die einen Faseroptikschirm haben, ist eine zufriedenstellende Bildübertragung auch bei Dämmerung möglich.

Optische Faserbündel finden unter der Bezeichnung „Fiberskope“ Verwendung in der Medizin und Kernforschung.

Mit Hilfe eines quadratischen Fiberskopes mit einer Kantenlänge von etwa 1 cm lassen sich verschiedene innere Körperteile visuell untersuchen. Eine Magensonde z. B. ist so auf-

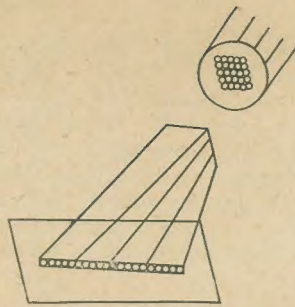
gebaut, daß die Hälfte der Fasern zur Beleuchtung der Magenteile dient, während das Bild durch die andere Hälfte der Fasern zum Beobachter gelangt (Bild 5). Fiberskope werden weiterhin zur Kontrolle und Beobachtung schwer zugänglicher Anlagenteile verwendet.

So wurde eine Sonde mit einer Länge von 2,7 m und einer Breite von 7,5 cm zur Fernbeobachtung eines Reaktorkernes entwickelt. Das Auflösungsvermögen einer derartigen Sonde beträgt 0,05 mm. Szintillierende (unter Strahlungseinwirkung aufleuchtende) Fasern finden Anwendung bei der Kernforschung. Es wurde ein Gerät entwickelt, das ein Faserbündel aus szintillierendem Kunststoff enthält. Eine Stirnseite des Faserbündels ist der Strahlungsquelle zugewandt, an die andere Stirnseite schließt sich ein Fotovervielfacher an. Unter Einwirkung von Strahlung beginnen die Fasern zu leuchten. Infolge des hohen Wirkungsgrades der Lichtübertragung spricht der Fotovervielfacher bereits auf ein ganz geringes Leuchten an, das ohne Verwendung der Faseroptik nicht mehr hätte erfaßt werden können. Wird das Faserbündel konisch ausgebildet, so kann damit eine Vergrößerung oder Verkleinerung des Bildes bzw. eine Konzentrierung oder Zerstreuung des Strahlenganges der Lichtquelle erreicht werden (Bild 6). Weiterhin lassen sich mit Hilfe der Faseroptik konforme Abbildungen durchführen, d. h. die Umwandlung einer geometrischen Figur in eine andere. Das ist für verschiedene Zwecke vorteilhaft. So ist für Zwecke der Registrierung oder Aufzeichnung oft eine andere geometrische Figur als die vorgegebene geeigneter, z. B. eine Gerade statt eines Kreises oder Quadrates

(Bild 7 und 8). Durch die Anwendung der Faseroptik in den Anzeigeeinrichtungen von Funkortungsgeräten verdoppelt sich deren Auflösungsvermögen bei gleichzeitiger Verringerung der Abmessungen und des Gewichtes der Anzeigeeinrichtungen.

Eine interessante Anwendungsmöglichkeit der Faseroptik ist die Kodierung oder Chiffrierung von Nachrichten. Wenn die Fasern im Bündel nicht parallel liegen, so wird das übertragene Bild soweit verzerrt, daß es mit allgemein zugänglichen Methoden nicht entziffert werden kann. Zur Dechiffrierung wird ein Faserbündel verwendet, in dem die Fasern nach dem gleichen System verschoben sind wie im chiffrierenden Bündel.

Große Perspektiven eröffnen sich der Faseroptik in der Rechentechnik. Es sind bereits Versuchsmuster von optischen Rechenmaschinen gebaut worden, bei denen anstelle der relativ niederfrequenten elektrischen Impulse Lichtimpulse verwendet werden. Als Lichtleiter verwendet man optische Fasern, als Speicher- und Schaltelemente dienen Licht-



**Bild 8: Umwandlung eines Rechtecks in eine Gerade mit Hilfe der Faseroptik**

generatoren (Laser). Die Verwendung der Faseroptik sowie der Laser gestattet es, die Arbeitsgeschwindigkeit und Speicherfähigkeit optischer Rechenmaschinen im Vergleich zu den entsprechenden elektronischen Einrichtungen wesentlich zu erhöhen.

Große Bedeutung wird die Faseroptik auch für Zwecke der kosmischen Nachrichtenverbindung und Navigation erlangen, nachdem

sich jetzt bereits für diese Zwecke der optische Wellenbereich immer mehr durchsetzt.

In der letzten Zeit hat die Herstellung von optischen Fasern für die verschiedensten Zwecke sehr zugenommen. Die Forschungsarbeiten auf dem Gebiet der Faseroptik sind jetzt im wesentlichen darauf gerichtet, deren Eigenschaften zu verbessern und die Technologie ihrer Herstellung zu vervollkommen. Obwohl diese Arbeiten gerade erst das Versuchsstadium verlassen, ist doch jetzt schon klar, welche wichtige Rolle die Faseroptik für den allgemeinen Fortschritt in Wissenschaft und Technik spielen wird.

#### Literatur

- [1] Faseroptik; „Radio“ (SU) 10 (1962) S. 57 bis 59
- [2] R. G. Pay: Instrument and Control Application of Glass Fibres Optics; Instrument Practice (London) 10 (1961) S. 1271 bis 1273
- [3] Fibre Optic Cathode Ray Tube; Instrument Practice 6 (1962) S. 786

## Zusammenschaltung von Allstromrundfunkempfänger und Tonbandgerät

Während ein Magnettonbandgerät an einem Wechselstromempfänger ohne weiteres betrieben werden kann, sind bei einem Allstromempfänger besondere Vorsichtsmaßnahmen notwendig, um den Bedienenden vor elektrischen Schlägen zu schützen. Das erklärt sich daraus, daß bei einem Wechselstromgerät, bedingt durch den Netztrafo, eine galvanische Trennung zwischen dem Netz und dem Empfängerchassis besteht. Anders bei einem Allstromempfänger. Da dieser keinen Netztrafo hat, steht eine Netzleitung ständig in leitender Verbindung mit dem Chassis. Das kann je nach Polung des Netzsteckers ein spannungsloser oder ein spannungsführender Leiter sein. Der Gerätehersteller trägt durch einen entsprechenden Aufbau des Allstromempfängers Sorge, daß der Bedienende nicht in Verbindung mit dem Chassis oder anderen Metallteilen kommen kann. Wird aber ein Tonbandgerät an den Allstromempfänger angeschlossen, so bekommt das Chassis des Bandgerätes leitende Verbindung mit dem Rundfunkempfängerchassis, und die Berührungsfahrer tritt erneut auf! Die Hersteller von Bandgeräten fordern in diesem Fall, daß ein Trenntrafo zwischen Empfänger und Netz geschaltet werden muß. Er unterbricht die direkte Netzverbindung des Empfängerchassis. Damit ist ein ausreichender Schutz für den Bedienenden gegeben.

Sehr oft aber besteht der Wunsch, trotz eines Gleichstromnetzes Besitzer eines Tonbandgerätes zu werden. In diesem Falle macht es sich der Tonbandgerätehersteller sehr einfach. Er tut das ganze Problem mit der Formulierung ab, „daß an einem am Gleichstromnetz betriebenen Allstromempfänger kein Bandgerät angeschlossen werden kann, da ein Bandgerät zum Betrieb Wechselstrom benötigt.“

Bekanntlich ist es aber ohne weiteres möglich, unter Zuhilfenahme eines Umformers ein Tonbandgerät am Gleichstromnetz zu betreiben.

Doch entsteht dabei wiederum die vorhin erwähnte Berührungsfahrer, die aber hier nicht einfach durch einen Trenntrafo beseitigt werden kann!

Gibt der Umformer eine ausreichend hohe Leistung ab, so wird der Empfänger am besten mit an ihn angeschlossen, natürlich unter Zwischenschalten eines Trenntrafos. Dieser kann aber entfallen, wenn der Umformer getrennte Motor-Generatorwicklungen hat.

In den meisten Fällen wird aber die Umformerleistung nur zum Betrieb der Bandmaschine ausreichen, so daß der Rundfunkempfänger weiterhin aus dem Gleichstromnetz gespeist werden muß. Unter gewissen Umständen ist aber der Betrieb auch hier ohne Gefahr möglich.

Das Gleichspannungsnetz besteht aus zwei spannungsführenden Außenleitern, die gegeneinander 440 V Spannung haben, sowie einem spannungslosen Mittelleiter. Da in den Wohnungen nur 220 V Spannung benötigt wird, entnimmt man von dem Verteiler der Haussteigeleitung jeweils einen Außenleiter und den Nulleiter, so daß ein Teil der Wohnungen den positiven Außenleiter und der andere Teil den negativen Außenleiter erhält. Somit kann man also an der Steckdose zwei verschiedene Arten feststellen. Einmal den spannungsführenden Plus und den spannungslosen Nulleiter, der gleich dem Minuspol ist, oder den spannungsführenden Minus und den spannungslosen Nulleiter, der dann dem Pluspol entspricht.

Wie nun leicht einzusehen ist, wird bei der ersten Art das Chassis des Empfängers spannungsfrei sein, dagegen liegt beim negativen Außenleiter ständig die volle Netzspannung am Chassis. In diesem Fall ist von dem Anschluß eines Bandgerätes unbedingt Abstand zu nehmen, da hier ständig eine unmittelbare Gefahr für den Benutzer besteht. Als Abhilfe kann nur die Umpolung des Wohnungsnetzes

auf den anderen Außenleiter empfohlen werden.

Steht dagegen der positive Außenleiter zur Verfügung, so kann ein ungefährliches Zusammenschalten von Empfänger und Bandgerät dann erfolgen, wenn dafür Sorge getragen wird, daß der Netzstecker nicht versehentlich umgepolt werden kann, weil dann das Chassis wieder spannungsführend wäre. Zwar würde der Empfänger in diesem Falle auch nicht spielen, doch läßt sich das auf Grund der längeren Anheizzeit eines Allstromempfängers nicht sofort feststellen. Inzwischen kann aber schon ein Unglück passiert sein.

Eine vollkommene Sicherheit gegen unbeabsichtigtes Falschpolen bieten sogenannte Hakensteckdosen. Der dazu gehörige Stecker hat anstelle der sonst üblichen Stifte zwei um 90° abgewinkelte Metallstreifen, die von oben nach unten in die Steckdose geführt werden.

Die Polarität des in der jeweiligen Wohnung vorhandenen Außenleiters läßt sich sehr einfach durch einen Polprüfer-Schraubenzieher ermitteln. Zunächst sucht man den spannungsführenden Leiter; ist er gefunden, bleibt der Polprüfer gleich in diesem Steckdosenkontakt stecken. Nun muß mit Hilfe einer Prüfstrippie o. ä. eine Verbindung zwischen der Polprüferhinterseite und dem zweiten Steckdosenkontakt hergestellt werden. Aus der leuchtenden Glühbirne läßt sich leicht die Polarität des Außenleiters erkennen. Leuchtet die der Steckdose zugewandte Hälfte der Glühbirne, so ist der Außenleiter negativ, leuchtet dagegen die dem Prüfenden zugewandte Hälfte auf, so hat der Außenleiter eine positive Polarität. Durch diese vorgenannten Maßnahmen ist es auch bei einem Gleichspannungsnetz möglich, einen Rundfunkempfänger zusammen mit einem Magnettonbandgerät betriebssicher zu betreiben!

R. Kubitzka

# Der Antrieb bei Heimtonbandgeräten

HEINZ FOERSTER

Viele Amateure haben den Wunsch, sich ein Tonbandgerät selbst zu bauen. Beim intensiven Studium der zahlreichen in Fachzeitschriften veröffentlichten Bauanleitungen stellt sich heraus, daß mehrere Systeme des Antriebes als Lösungsweg gewählt werden können, s. [1] [2] [3]. Im folgenden sollen diese Antriebsprobleme bei Heimtonbandgeräten näher untersucht werden.

Das Tonband soll durch das Antriebssystem des Tonbandgerätes in einer bestimmten Geschwindigkeit, die heute bei Heimtonbandgeräten 19,05, 9,53 und 4,76 cm/s und in Sonderfällen für die Aufnahme von Sprache 2,38 cm/s beträgt, konstant transportiert werden. Dabei müssen bestimmte Forderungen berücksichtigt werden, um bei den geringen Bandgeschwindigkeiten ein Maximum an Qualität zu erreichen. Diese Forderungen betreffen weitgehend geringe Abweichungen von der gewählten Bandgeschwindigkeit. In diesem Zusammenhang ist es vielleicht erforderlich, auch einmal darauf hinzuweisen, daß Tonbandgeräte produziert werden, die von den im Datenblatt angegebenen Bandgeschwindigkeitsollwerten bis zu 10% abweichen (wichtig für den Bandaustausch). Darum ist es sicherlich nicht uninteressant, einmal eine recht primitiv anmutende Meßmethode der Bandgeschwindigkeitsmessung zu erläutern. Um eine Messung mit einer Genauigkeit von <1% durchführen zu können, wird von einem neuen normalen Band ein Meßband angefertigt. Bei einer zu messenden Bandgeschwindigkeit von 9,53 cm/s wird von diesem eine Länge von etwa 10 m abgeschnitten. Auf diesem Band werden zwei Markierungen angebracht, die genau eine Länge von 9,53 m begrenzen. Beim Durchlauf des Bandes nehmen wir die Zeit zwischen Anfangs- und Endmarkierung. Hält das Gerät den propagierten Wert von 9,53 cm/s ein, muß nach einer Durchlaufzeit von 100 Sekunden die Endmarke erreicht werden.

Besonders unangenehm sind die mehr oder weniger kurzzeitigen Abweichungen von der Sollgeschwindigkeit. Diese Abweichungen, die durch den nicht präzisen Rundlauf der Tonrolle und Umlenkrollen sowie durch den unsauberen Lauf des Tonmotors und der Schwungmasse oder auch schlechte Bremsung des Abspiel- bzw. ruckweisen Antriebs der Aufwickelspule, aber auch durch Schlupf des Bandes an der Tonwelle entstehen, bewirken Tönhöhenschwankungen der vom Gerät aufzunehmenden oder wiederzugebenden Tonbandaufzeichnung.

Die Messung bereitet größere Schwierigkeiten, da für die Absolutmessung von Geschwindigkeitsschwankungen ein Tönhöhenschwankungsmesser erforderlich ist. Für den Amateur verbleibt meist nur die subjektive Beurteilung, d. h. das Abhören von einwandfrei auf Band aufgenommenen Meßtönen.

Die Anfälligkeit gegenüber kurzzeitigen Geschwindigkeitsschwankungen wächst bei Tonbandgeräten mit der kleiner werdenden Bandgeschwindigkeit. Um minimale Werte bei den Geschwindigkeitsschwankungen zu erhalten, ist dem eigentlichen Bandantrieb größte Beachtung beizumessen [4].

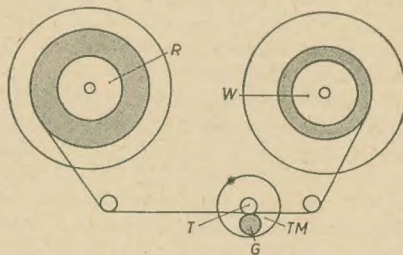
Während bei Studiobandgeräten zumeist der direkte Antrieb Verwendung findet, hat sich

bei Heimtonbandgeräten der weitaus einfachere indirekte Bandantrieb durchgesetzt.

## Direkter Antrieb

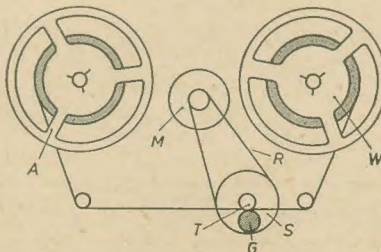
Der direkte Antrieb soll im Prinzip anhand von Bild 1 erläutert werden. Die verlängerte Achse des Tonmotors (TM) ist bei dieser Ausführung gleichzeitig Tonwelle und führt zusammen mit der Gummiandruckrolle (G) den Bandtransport durch. Der Wickelmotor (W) ist mit dem Rückwickelmotor (R) so elektrisch verbunden (geringe Gleichspannung), daß der Abwickelmotor dem Abwickelvorgang die jeweils erforderliche Bremsung entgegengesetzt und der Aufwickelmotor das Band immer mit entsprechendem Bandzug wickelt. Dieser Vorgang kann im Rahmen dieses Beitrages verständlicherweise nur schematisch beschrieben werden.

Eine Vereinfachung des direkten Bandantriebs ist der 2-Motoren-Antrieb. Hier ist ebenfalls die Achse des Synchronmotors für die Tonwelle eingesetzt, während der Aufwickelvorgang von einem separaten Motor durchgeführt wird. Die Bremsung erfolgt vom Band gesteuert über eine Bremsstrommel des Abwickeltellers oder eine Rutschkupplung. Den Rückspulvorgang übernimmt beim 3-Motoren-Laufwerk der Abwickelmotor, der nun volle Netzspannung erhält, während dem



TM = Tonmotor  
T = Tonwelle  
G = Gummiandruckrolle  
W = Wickelmotor  
R = Rückwickelmotor

Bild 1: Direkter Bandantrieb



M = Antriebsmotor  
T = Tonwelle  
G = Gummiandruckrolle  
S = Schwungmasse  
R = Antriebsriemen  
W = Wickelspule  
A = Abwickelspule

Bild 2: Indirekter Bandantrieb

Wickelmotor für den gleichmäßigen Rückspulvorgang eine Gegenspannung zugeführt wird. Beim 2-Motoren-Laufwerk erfolgt ein mechanisches Umschalten des Wickelmotors, der dann den Rückwickelvorgang durchführt, während der Aufwickelteller mechanisch gebremst wird.

## Indirekter Antrieb

Charakteristisch für den indirekten Antrieb (Bild 2) ist die Verwendung eines einzigen Motors für den gesamten Bandantrieb. Die Tonwelle (T) ist separat gelagert und mit einer großen Schwungmasse (S) versehen. Der Antrieb der Schwungmasse und damit der Tonwelle erfolgt über mehr oder weniger elastische Antriebsglieder von einem gesondert angebrachten Motor (M). Gleichzeitig übernimmt dieser Motor den Antrieb der Wickelspule (W) bei normalem Vorlauf und beim Rücklaufvorgang den Transport der Abwickelspule (A). Die Anschaltung erfolgt dabei durch das Anlegen von zusätzlichen Rollen, die elektromagnetisch oder mechanisch geschaltet an die jeweilige Seite gelegt werden. Die Bremsung für die Spulenseiten wird durch Rutschkupplungen durchgeführt, deren einwandfreie Ausführung wesentlichen Anteil an der Wiedergabequalität hat. Wie schon erwähnt, entsteht durch ein nicht stoßfreies Bremsen der Abwickel- und der Aufwickelspule ein ungleichmäßiger Bandtransport. Eine konstante Bandführung ist aber für eine höchstmögliche Aufnahme- und Wiedergabequalität von ausschlaggebender Bedeutung [5].

## Vergleich beider Systeme

Welchem Antriebssystem ist nun der Vorzug zu geben? Grundsätzlich ist dazu zu sagen, daß von einer Überlegenheit des einen oder des anderen Systems nur in bezug auf die Betriebssicherheit des gesamten Gerätes bei Dauerbetrieb gesprochen werden kann. Es kann aber gesagt werden, daß, wenn der Tonmotor bei der einen und die Schwungmasse in der anderen Ausführung den technischen Anforderungen entsprechend ausgelegt sind, bei beiden Antriebsarten die gleiche hohe Qualität bei der Aufnahme und Wiedergabe unter Berücksichtigung der Bandgeschwindigkeit zu erreichen ist.

Beide Antriebssysteme besitzen das gleiche Kriterium, die Tonwelle, wobei es bei beiden Arten darauf ankommt, daß die Tonwelle ohne Schlag wirklich rund läuft. Diese Forderung wird aber von keinem System restlos erfüllt. Dieser unrunde Lauf der Tonwelle kann sich so auswirken, daß sich der Berührungspunkt zwischen Tonwelle und Band verlagert, wenn sich der Mittelpunkt von links nach rechts und umgekehrt beim Lauf verschiebt. Dadurch entsteht durch die Überlagerung der Drehgeschwindigkeit eine Translationsgeschwindigkeit, die zwischen zwei Ex-

tremwerten schwankt und eine Abweichung von der Sollgeschwindigkeit bewirkt. Die daraus resultierenden Schwankungen können eine Frequenzmodulation der Tonbandaufzeichnung bewirken.

Die Realisierung der mechanischen Genauigkeitsforderungen an die Tonwelle setzen eine gewisse Mindestmaterialstärke voraus. Bei den üblichen niedrigen Bandgeschwindigkeiten von Heimtonbandgeräten können die Tonwelledurchmesser also nicht extrem dünn gemacht werden. Wenn man trotzdem auch bei diesen Geräten den direkten Antrieb des Tonbandes durch einen Tonmotor durchführen wollte, wäre dazu ein 12poliger Motor bei 9,53 cm/s (bei 4,76 cm/s sogar 35polig) bei einem Tonwelledurchmesser von 3,64 mm erforderlich. Ergänzend ist zu sagen, daß ein Durchmesser von etwa 3 mm als unterste Grenze unter Berücksichtigung des Druckes durch die Gummiandruckrolle, die bei Heimtonbandgeräten etwa 1000 p beträgt, anzusetzen ist. Wollte man den Durchmesser der Tonwelle weiter verringern, müßte eine zusätzliche Lagerung am oberen Ende erfolgen, die aber die Gefahr des Verlörens der Welle und der Druckrolle erhöht.

Über den Tonmotor, den Motorluftspalt und damit verbundene Schwierigkeiten, wie Rüttelkräfte, Vibrationen sowie Resonanzen, lassen sich Abhandlungen schreiben, die den Rahmen dieses Beitrages sprengen würden. Deshalb sei hier nur darauf hingewiesen, daß anstelle des für den direkten Bandantrieb erforderlichen Qualitätsmotors beim indirekten Antrieb ein wesentlich einfacherer Motor verwendet werden kann. Den Ausgleich bildet eine sehr gut ausgewuchtete Schwungmasse, die über elastische Zwischenglieder mit dem Motor gekuppelt ist. Hier liegt auch eine Erklärung für den derzeitigen Vorteil des direkten Bandantriebes für Qualitätstonbandgeräte im Dauerbetrieb. Die Störanfälligkeit ist — bedingt durch die Abnutzung des elastischen Zwischengliedes zwischen Motor und Schwungmasse in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur, natürlichem Verschleiß und anderen Einflüssen, wie Alterung und Materialwanderung — wesentlich höher als bei dem direkten Bandantrieb.

Gute Gleichlaufeigenschaften bauen sich beim indirekten Bandantrieb vorwiegend auf eine sehr gut ausgewuchtete Schwungmasse, die daneben noch äußerst präzise gelagert sein muß, auf. Die Konstanz der Bandgeschwindigkeit ist außerdem aber auch von der einwandfreien Ausführung der Zwischenglieder des Antriebsriemens (Gummi-, Kunststoffseile, Gewebeband) bzw. Reibradgetriebes, die als Hauptverschleißglieder zu bezeichnen sind, abhängig.

### Batterietonbandgerät

Bei tragbaren Batterietonbandgeräten treten Momente in Erscheinung, die bei Geräten mit stationärem Betrieb nicht berücksichtigt zu werden brauchen.

Batterietonbandgeräte sind netzunabhängige Geräte mit geringem Gewicht, aber mit technischen Merkmalen, die weitgehend den Heimtonbandgeräten entsprechen. Dabei wären als markante Punkte die Einhaltung des vorgegebenen Bandvorschubes (wichtig für das Abspielen der Bänder auf anderen Heimtonbandgeräten), die Verwendung des Halbspurverfahrens, die der internationalen Norm ange-

paßt ist (Spurlage), und eine möglichst lange Spielzeit unter Verwendung von handelsüblichen Batterien (Trockenelementen) zu nennen [6].

Verständlicherweise bereitet bei diesen Geräten der Antrieb, der einen konstanten Bandtransport auch beim Absinken der Batteriespannung garantieren soll, besonders große Schwierigkeiten.

Im allgemeinen ist schon wegen des Antriebsmotors, der eine relativ hohe Geschwindigkeit besitzt (3000 U/min), der indirekte Bandantrieb anzutreffen. Dabei sind auch hier gute Gleichlaufeigenschaften nur mit einer großen Schwungmasse an der Tonwelle zu erreichen. Beim Konstanthalten der mittleren Drehzahl durch den Tonmotor bringt der Einsatz von Transistoren in Verbindung mit einem Fliehkraftschalter eine sichere Lösung (Bild 3).

Schwierigkeiten bereitet bei diesen tragbaren Geräten der Betrieb „in jeder Lage“. Nicht nur, daß eine Verriegelung der Bandspulenkörper vorhanden sein muß, auch beim Bewegen des gesamten Gerätes soll ein einwandfreier Betrieb gewährleistet sein. Das bedeutet, daß beim Schwenken, besonders in Richtung des Bandlaufes, keine Verschlechterung des Gleichlaufes eintreten darf. Dabei bestimmt zwar die Automatik des Fliehkraftschalters mit der Transistor-Drehzahlregelung im wesentlichen die Bandgeschwindigkeit, aber auch hier ist die große Schwungmasse ausschlaggebend für das Verhindern von schnellen Schwankungen der Tonwelle.

Beim Aufbau von transportablen Batterietonbandgeräten hat sich herausgestellt, daß eine langsam laufende Schwungmasse beim Bewegen des gesamten Gerätes ungünstig ist und durch die Einwirkung von Zentrifugalkräften Verschlechterungen des Gleichlaufes eintreten. Wesentlich günstigere Ergebnisse zeigt dagegen eine schnell laufende Schwungmasse, die allerdings eine Reduzierung des Durchmessers der Tonwelle erforderlich macht. Die Gleichlaufeigenschaften können ferner wesentlich verbessert werden, wenn der Antrieb der Schwungmasse nicht durch eine Antriebsseile, sondern durch eine verhältnismäßig starre Verbindung durch einen Reibradantrieb — als Verbindung mit dem Tonmotor — durchgeführt wird. Dadurch werden die beim Bewegen des Tonbandgerätes entstehenden Kräfte durch den relativ „steifen“ Lauf der Schwungmasse weitgehend eliminiert.

### Hinweise

Gleichlaufschwankungen treten aber auch durch eine unsaubere Bandführung auf, wobei schlechte Bandhöhenführungen und eine

mangelhafte Justage der Tonwelle-Andruckrolle ein Pendeln des Bandes hervorrufen. Dieses Schwanken des Tonbandes vor den Tonköpfen hat eine Winkeländerung des Tonträgers zum Spalt des Abhörkopfes (bzw. Sprechkopfes bei der Aufnahme) zur Folge und bewirkt dadurch Amplitudenschwankungen [7].

a) falsche Anordnung b) richtige Anordnung

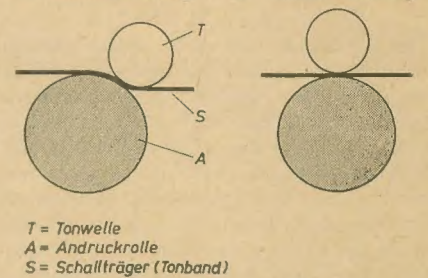


Bild 4: Lage der Tonwelle-Andruckrolle

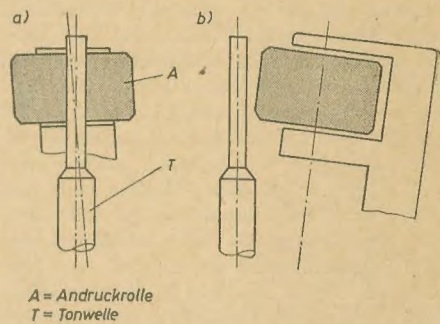


Bild 5: Falschstellungen Tonwelle-Andruckrolle

Abschließend soll deshalb noch auf die korrekte Einstellung der Tonwelle-Andruckrolle hingewiesen werden. Die Forderung, daß der Tonträger nicht auf die Andruckrolle auflaufen soll, muß auch bei Heimtonbandgeräten berücksichtigt werden (Bild 4). Wenn das Band dazu neigt, von der Tonwelle nach oben oder unten abzuwandern, ist eine Justage der Andruckrolle dringend erforderlich, wobei nicht nur auf die Parallelität (Bild 5a), d. h. auf das evtl. Klaffen der Achsen, zu achten ist, sondern auch auf die Einstellung der Flucht (Bild 5b), d. h. auf die Deckung der Achsen von Tonwelle und Andruckrolle.

### Literatur

- [1] H. Jakubaschk: Motortastensteuerung eines Tonbandgerätes mit drei Motoren; radio und fernsehen 10 (1959) S. 323 bis 324
- [2] U. Schmidt: Selbstbau eines Studio-Magnettongerätes; Funk-Technik 16—20 (1960)
- [3] H. Vagt: Einbau-Magnettongerät für den Selbstbau; Funk-Technik 4 (1958) und 5 (1959)
- [4] F. Winkel: Schallaufzeichnung; Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Bd. II, S. 551—576
- [5] W. D. Limpert: Magnetontechnik; Technica 22 (1959) S. 1255—1259
- [6] K. Belter: „Tonreporter“ KMG 1 — ein zweckmäßiges Gerät?; radio und fernsehen 2 (1959) S. 54—56
- [7] L. Schmiedekind: Einstellen von Tonbandgeräten ohne Bezugsband; radio und fernsehen 23 und 24 (1957)

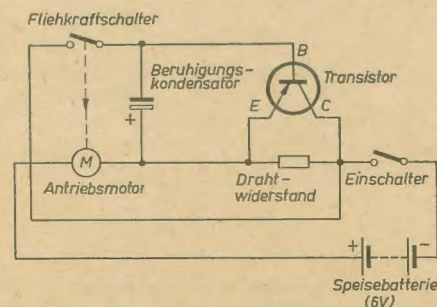


Bild 3: Drehzahlregulierung bei Batterietonbandgeräten

# Eigenschaften und Anwendungen piezoelektrischer Keramik als Filter in der HF-Technik Teil 1

Ing. L. NAUMANN

Auf der Suche nach neuen Keramiken mit hoher Dielektrizitätskonstante wurden bei solchen keramischen Massen piezoelektrische Eigenschaften festgestellt, die vorher nur bei Quarz, Turmalin und einigen anderen Mineralien bekannt waren. Das aus den Erdalkalimetallen bekannte Bariumtitanat wurde dann bald für Tonabnehmer und Ultraschallgeneratoren verwendet. Der Einsatz keramischer Massen als Filter in der HF-Technik wurde durch die in den letzten Jahren erfolgte Entwicklung neuer und verbesserter Eigenschaften an keramischen Elementen möglich.

Dabei sind keramische Filter den Resonanzkreisen aus konzentrierten Bauelementen in mancher Hinsicht überlegen. Bei kleinen Abmessungen und geringem Gewicht besitzen sie eine recht hohe mechanische und elektrische Stabilität und eignen sich hauptsächlich wegen ihrer niedrigen Eingangs- und Ausgangsimpedanzen vorzüglich als Siebglieder in ZF-Stufen von Transistorgeräten. Gegenüber normalen Resonanzkreisen lassen sich piezoelektrische Filter mit Hilfe einer automatisierten Technologie recht preisgünstig herstellen und benötigen weder einen Abgleich auf ihre Betriebsfrequenz noch irgendwelche Wartung. Das keramische Filter kann als eine neue Klasse zuverlässiger Schaltelemente betrachtet werden, bei dem eine Miniaturisierung ohne Selektivverlust möglich ist und das sich für die Anwendung in automatischen Fließbandverfahren mit gedruckter Schaltung eignet.

Im folgenden werden Eigenschaften und Wirkungsweise piezoelektrischer Keramikfilter sowie einige Anwendungsbeispiele beschrieben.

## Technologie der Herstellung

Die Metalloxyde werden getrennt abgewogen, fein gemahlen und entsprechend ihrem Verwendungszweck in einer gewünschten Zusammensetzung gemischt. Das so gewonnene Pulver wird auf eine Temperatur von mehreren hundert Grad Celsius erhitzt, wo eine chemische Reaktion zu Kristalliten einsetzt. In geeigneten Stahlformen wird das Material unter hohem Druck zu Scheiben verpreßt und bei etwa 1000 °C gesintert. Dabei werden diese Scheiben auf 95% der absoluten Dichte gebracht. Zum Herstellen der Elektroden wird eine Silberpaste auf beide planparallele Seiten der Scheibe aufgetragen und anschließend eingebrannt.

Im Gegensatz zu Einkristallen, die von Natur aus eine Polarisation besitzen, setzt sich das polykristalline Keramikmaterial aus einer Anzahl ziellos durcheinander gewürfelter Dipolbereiche zusammen. Die Polarisation geschieht durch Anlegen eines elektrostatischen Feldes von 40 kV/cm an beide Elektroden der Scheibe, die sich in einem auf 100 °C erwärmten Ölbad befindet. Unter Beibehaltung des elektrischen Feldes wird anschließend das Bad auf Raumtemperatur abgekühlt. Durch diese Behandlung richten sich die anfangs regellosen Dipolbereiche aus. Der damit erreichte Effekt ist auch nach Abschalten des Feldes permanent und die polykristalline Masse verhält sich im Hinblick auf ihre piezoelektrischen Eigenschaften wie ein Einkristall. Dieser Effekt wurde zuerst bei Bariumtitanat festgestellt, das jedoch eine Anzahl von Nachteilen besitzt. Es hat einen relativ niedrigen Curiepunkt, bei dem die permanent ausgerichteten Bereiche wieder in ihre Ziellosigkeit zurückfallen; der elektromechanische Umwandlungsgrad ist sehr niedrig und die Abhängigkeit der Parameter von der Temperatur recht groß.

Die von der amerikanischen Clevite Corporation entwickelten Filterelemente PZT-6 (bzw. LZ-6) und die unter dem Handelsnamen Transfilter bekannten Keramikfilter setzen sich in ihren Hauptbestandteilen aus Bleioxyd (PbO), Zirkonoxxyd (ZrO<sub>2</sub>) und Titanoxxyd

(TiO<sub>2</sub>) zusammen. Aus den Anfangsbuchstaben der chemischen Kurzzeichen ergibt sich die Bezeichnung PZT, die daran anschließende Zahl kennzeichnet das Mischungsverhältnis. Diese Gruppe besitzt gegenüber dem Bariumtitanat höhere Temperatureigenschaften und ermöglicht eine Veränderung der Charakteristik in weiten Grenzen durch Änderung und Anwendung verschiedener Beimengungen.

Als Schutz gegen Einflüsse von außen werden die Keramikscheiben in hermetisch verschlossenen Metall- oder Isolierstoffgehäusen untergebracht. Eindringende Luftfeuchtigkeit würde eine Änderung der Resonanzfrequenz zu Folge haben. Die Kontaktabnahme ge-



Bild 1: Radial schwingende Keramikscheibe mit zwei Elektrodenanschlüssen

schieht durch nach außen geführte Metallfedern. Ein unmittelbares Verlöten der Anschlüsse mit den Silberelektroden erwies sich wegen des Mitschwingens der Zuleitungen als ungünstig.

## Wirkungsweise

Durch eine an beide Elektroden angelegte Wechselspannung wird die Keramikscheibe zu mechanischen Schwingungen angeregt. Dabei ist vorausgesetzt, daß die angelegte Frequenz mit der aus den geometrischen Abmessungen der Keramikscheibe und den elektromechanischen Eigenschaften des Materials herrührenden mechanischen Resonanzfrequenz übereinstimmt. Mit wachsender Frequenz erhält man zunächst die einzelnen Radialresonanzen und dann die Dickenresonanzen, wobei noch auftretende Biege- und Oberflächenresonanzen hier nicht von Interesse sind [7]. Für Radialschwinger ist nur der Durchmesser D der

Scheibe maßgebend, aus dem sich mit der vom Keramikmaterial abhängigen Frequenzkonstante N<sub>D</sub> die niedrigste Resonanzfrequenz aus der Beziehung

$$f_a = \frac{N_D}{D} \quad (1)$$

ergibt. Aus den einer Arbeit von Voigt [7] entnommenen Frequenzplänen ist ersichtlich, daß die Resonanzfrequenzen der Oberwellen keine Harmonischen zur Grundwelle darstellen. Für die Radialresonanzen liegt die Frequenz der ersten Oberwelle um den Faktor 2,6 und die der zweiten um den Faktor 4,1 höher als die Grundresonanzfrequenz.

Schwingungen in axialer Richtung, die sogenannten Dickenresonanzen, sind von der Scheibendicke d abhängig. Die Grundresonanzfrequenz der Dickschwingung läßt sich aus der Frequenzkonstante N<sub>d</sub> und der Scheibendicke d nach der Gleichung

$$f_d = \frac{N_d}{d} \quad (2)$$

berechnen. Für die Anwendung piezoelektrischer Keramik als Filter in der HF-Technik wird vorwiegend die radiale Schwingungsart bevorzugt, da sie frei von unerwünschten Nebenresonanzen ist. Um eine Interferenz der relativ stark ausgebildeten Dickschwingung mit der radialen Schwingung zu vermeiden, muß die Frequenz f<sub>d</sub> mehrfach höher liegen als die Radialfrequenz. Untersuchungen haben ergeben, daß das Verhältnis Scheibendurchmesser D zur Scheibendicke d den Wert 4 : 1 nicht unterschreiten darf. Infolge Fabrikationsschwierigkeiten läßt sich die minimale Scheibendicke nicht unter 0,3 mm herstellen. Für die in der Literatur [4] [5] angegebene Frequenzkonstante N<sub>D</sub> ≈ 2400 kHz · mm ergibt sich als obere Frequenzgrenze für die radiale Schwingungsart der Wert 2 MHz.

Der Bedarf keramischer Filter für höhere Frequenzen führte in den letzten Jahren zu Untersuchungen an Dicken- und Scherschwingern. Dabei ist von D. R. Curran und D. J. Koneval ein in Mikromodulbauweise auf-

gebautes T-Glied für den 10-MHz-Bereich hergestellt worden, das weniger als 2 dB minimalen Betriebsverlust aufweist und eine Bandbreite von 3 bis 5% besitzt. Dieser Versuchsaufbau enthält zwanzig einzelne Filterscheiben mit den äußeren Abmessungen von  $8 \times 8 \times 7$  mm.

Beachtlich ist die hohe zeitliche Konstanz der keramischen Filter gegenüber Filtern aus konzentrischen Bauelementen. In den Datenblättern der Firma Intermetall wird die Änderung der Resonanzfrequenz im Temperaturbereich von  $-20^\circ\text{C}$  bis  $+65^\circ\text{C}$  mit nur  $\pm 0,1\%$  angegeben, während die zeitliche Änderung innerhalb zehn Jahren  $< 0,2\%$  sein soll. Bild 2 zeigt die Temperaturabhängigkeit der Frequenzkonstante  $N_D$  von der Keramik LZ-6 (Brush Crystal Co. Ltd.) nach entsprechender Alterung.

Auf Grund ihres robusten Aufbaus halten die Keramikfilter eine Schlagbeanspruchung bis zu 100 g aus.

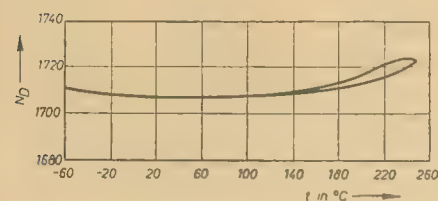


Bild 2: Temperaturabhängigkeit der Frequenzkonstante  $N_D$  der Keramik LZ-6 (nach der Stabilisation)

Weiterhin ist beachtenswert, daß die piezoelektrische Keramik einen höheren elektromechanischen Kopplungskoeffizienten besitzt als Quarzkristalle, und daraus ergibt sich die Anwendung für Filter großer Bandbreite.

### Grundresonator (zweipoliges Filter)

Für das zweipolige Filter TF-01 (TF = Transfilter Fundamental) wird als Material die Keramik PZT-6 verwendet, die folgende Eigenschaften (Tabelle 1) aufweist.

Das zweipolige Filter enthält eine Keramikscheibe von etwa 5 mm Durchmesser bei einer mittleren Dicke von 0,38 mm. Die Elektroden nehmen die gesamte Fläche der Scheibe ein. Bild 4 zeigt die äquivalente Schaltung eines Zweipolfilters mit seinem aus dem inneren Aufbau hergeleiteten Schaltzeichen. Vernachlässigt man in erster Näherung die Wirkkomponenten, dann lassen sich die Netzwerke keramischer Resonatoren wie die von Quarzkristallen berechnen.

Tabelle 1: Kennwerte der Keramik PZT-6 bei  $25^\circ\text{C}$

relative Dielektrizitätskonstante $\epsilon_r$	1100
mechanische Güte $Q_m$	340
planarer Koppelfaktor $k_p$	0,39
Frequenzkonstante für die Radialschwingung einer dünnen Scheibe $N_D$	2380 kHz · mm
Frequenzkonstante für die Dicken-schwingung einer dünnen Scheibe $N_d$	2060 kHz · mm
Dichte $\rho$	1,45 g/cm <sup>3</sup>
Curie-Temperatur $T_C$	335 °C

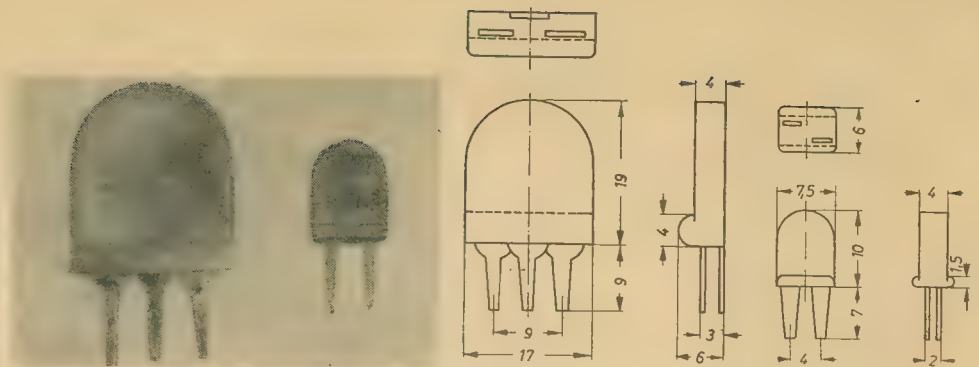


Bild 3: links: Äußere Form und rechts: Abmessungen eines zwei- und eines dreipoligen Transfilters

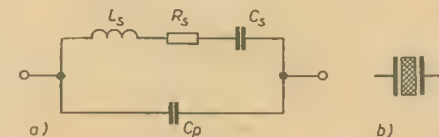


Bild 4: a) Äquivalente Schaltung eines zweipoligen Keramikfilters. Gemessene Werte am Filter TF-01 B.

$C_p = 424$  pF;  $C_s = 76$  pF;  $L_s = 1,54$  mH;  $R_s = 11\Omega$ ;  $Q = 410$

b) Schaltsymbol für ein keramisches Zweipolfilter

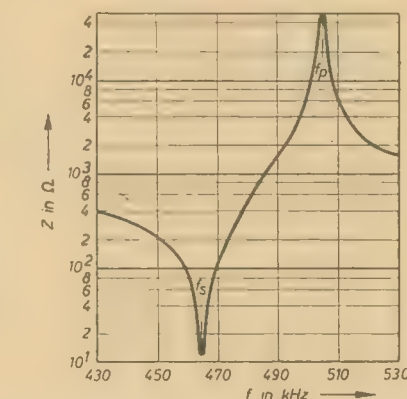


Bild 5: Scheinwiderstandsverlauf eines Zweipolfilters TF-01 B

Weit unterhalb seiner Resonanzfrequenz wirkt das Zweipolfilter als reiner Kondensator, dessen Kapazität  $C$  analog der eines Plattenkondensators vom Durchmesser der Scheibe sowie der Dicke und der Dielektrizitätskonstante des Keramikmaterials abhängt. Die Kapazität wird üblicherweise bei einer Frequenz  $f = 1$  kHz gemessen.

Es ist

$$C = \frac{\epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot \pi D^2}{4d} \quad (3)$$

Entsprechend der im Bild 4 gezeigten äquivalenten Schaltung wird das Filter in der Umgebung der Resonanzfrequenz als Schwingkreis wirksam, bei dem sich die Kapazität  $C$  in die beiden Kapazitäten  $C_s$  und  $C_p$  aufteilt.

$$C = C_s + C_p \quad (4)$$

Die Kapazitätsteilung in  $C_s$  und  $C_p$  bewirkt für das Keramikfilter zwei ausgeprägte Resonanzfrequenzen; die Parallelresonanzfrequenz  $f_p$  und die Serienresonanzfrequenz  $f_s$ , wobei  $f_s < f_p$  ist. Grundsätzlich können beide Resonanzfrequenzen ausgenutzt werden. In der praktischen Ausführung aber zeigte sich, daß sich keramische Filter für die Serienresonanz

technologisch einfacher herstellen lassen und vorwiegend auf dieser Frequenz arbeiten. Die angegebenen Toleranzen gelten daher nur für die Serienresonanzfrequenz.

Die Impedanzänderung zwischen der Serien- und Parallelresonanz ist im Bild 5 gezeigt. Erwähnenswert ist die zwischen beiden Resonanzstellen hohe Impedanzänderung  $> 300:1$ .

Das Verhältnis der Serienkapazität  $C_s$  zur Parallelkapazität  $C_p$  hängt in der Hauptsache vom elektromechanischen Kopplungskoeffizienten  $k_p$  des Keramikmaterials ab und bestimmt den Abstand der Serienresonanzfrequenz von der Parallelresonanzfrequenz. Das Kapazitätsverhältnis erhält man aus der Beziehung

$$\frac{C_s}{C_p} = \frac{f_p^2 - f_s^2}{f_s^2} \quad (5)$$

Die erreichbare Bandbreite  $\Delta f$  steht dabei im direkten Verhältnis zur Frequenzdifferenz  $f_s$  und  $f_p$ .

Die Induktivität  $L_s$  ergibt sich aus der Serienresonanz  $f_s$  des Filters:

$$L_s = \frac{1}{(2\pi \cdot f_s)^2 \cdot C_s} \quad (6)$$

Die mechanische Güte  $Q_m$  des keramischen Materials bestimmt die elektrische Kreisgüte, die sich durch den Verlustwiderstand  $R_s$  ausdrückt.

$$R_s = \frac{1}{2\pi \cdot f_s \cdot C_s \cdot Q_m} \quad (7)$$

Für die elektrische Güte gilt

$$Q = \frac{\omega L}{R_s} = \frac{1}{2\pi \cdot f_s \cdot C_s \cdot R_s} \quad (8)$$

Der im Bild 5 gezeigte Scheinwiderstandsverlauf zeigt bei der Serienresonanzfrequenz

$$f_s = \frac{1}{2\pi \cdot L_s \cdot C_s} \quad (9)$$

ein Minimum, dessen Wert vom Verlustwiderstand  $R_s$  bestimmt wird, und bei Parallelresonanz

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L_s} \left( \frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_p} \right)} \quad (10)$$

ein Maximum mit dem bei dieser Frequenz wirksamen Resonanzwiderstand

$$R_p = \frac{1}{(2\pi \cdot f_p)^2 \cdot C_p^2 \cdot R_s} \quad (11)$$

Keramische Zweipolfilter arbeiten hauptsächlich auf der Grundwelle, da diese gegenüber

den Oberwellenresonanzen am stärksten ausgeprägt ist. Außerdem steigt bei Betrieb auf den Oberwellen der Verlustwiderstand an, wodurch die Kreisgüte wesentlich geringer wird.

Zur Zeit werden serienmäßig drei verschiedene Zweipolfilter hergestellt, deren Kenndaten in Tabelle 2 zusammengefaßt sind.

Ein weiteres Anwendungsgebiet keramischer Filter ist der Einsatz in Transistoroszillatorschaltungen. Dabei zeichnen sich diese Oszillatoren durch eine gute Frequenzstabilität aus.

Bei dem im Bild 6 gezeigten Transistoroszillator in Emitterschaltung wird der Arbeitspunkt durch die beiden Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  festgelegt.  $R_1$  ist als Potentiometer ausgeführt und so einzustellen, daß die Ausgangsspannung an  $C_5$  möglichst groß und verzerrungsfrei abgenommen werden kann. Die Ausgangsspannung beträgt etwa  $2 V_{eff}$ . Die Rück-

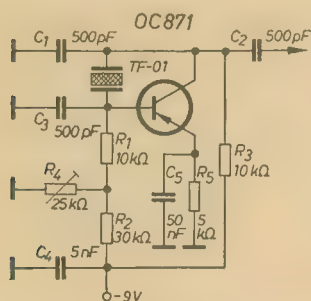


Bild 6: Transistoroszillator mit einem zweipoligen Keramikfilter

kopplung arbeitet über den kapazitiven Spannungsteiler  $C_1$  und  $C_3$ , wobei der keramische Resonator als Induktivität wirksam wird und in Verbindung mit den beiden Kapazitäten  $C_1$ ,  $C_3$  als frequenzbestimmender Schwingkreis wirkt.

Eine oft wünschenswerte Frequenzkorrektur bei diesen Oszillatoren läßt sich mit Hilfe von in Serie bzw. parallel geschalteten sogenannten Ziehkapazitäten zum keramischen Element erreichen. Eine in Serie geschaltete Kapazität bringt eine Vergrößerung der Serienresonanzfrequenz  $f_s$ , eine Parallelschaltung verkleinert die Parallelresonanzfrequenz  $f_p$ . Bei dieser

Korrektur lassen sich naturgemäß nur Frequenzen einstellen, die zwischen  $f_s$  und  $f_p$  liegen.

### Oberwellenresonator (dreipoliges Filter)

Dreipolige Filter sind wegen ihrer niedrigen Scheinwiderstände vornehmlich für den Einsatz in den mit Transistoren bestückten ZF-Verstärkerstufen gedacht.

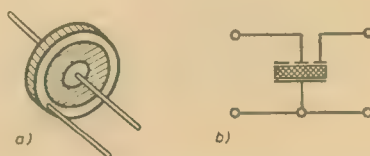


Bild 7: a) Elektrodenanordnung eines Dreipolfilters (Clevite Corp.), b) Schaltsymbol eines Dreipolfilters

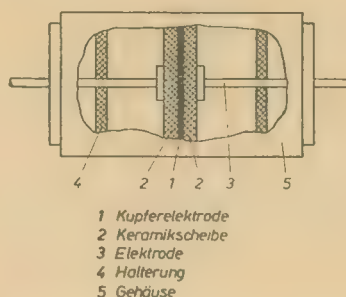


Bild 8: Aufbau eines Dreipolfilters der U. S. Sonics Inc.

Die von der Clevite Corporation entwickelten dreipoligen Filterelemente besitzen auf der einen planparallelen Seite der Scheibe eine gemeinsame Elektrode, die die gesamte Scheibenfläche bedeckt. Auf der anderen Seite befinden sich zwei konzentrische Elektroden für den Ein- und Ausgang des Filters. Dabei dient die mittlere Punktelektrode als Eingangs- und die äußere Ringelektrode als Ausgangsanschluß.

Die Werte der Eingangs- sowie der Ausgangsimpedanz stehen im direkten Verhältnis zu den kapazitiven Blindwiderständen der Punkt- und Ringelektrode und können in gewissen

Grenzen durch Änderung der Elektrodenoberfläche variiert werden. Eine Vergrößerung der Impedanz wird durch eine kleinere Elektrodenfläche erreicht. Sinkt die Elektrodenfläche unter einen bestimmten Wert der gesamten Scheibenfläche, so ist der Grenzwert erreicht, bei dem die Scheibe ungenügend erregt wird. Die Mitte des Durchlaßbereiches wird bestimmt durch die Serienresonanzfrequenz der Punktelektrode im Leerlauf. Durch eine Kontrolle der Serienresonanzfrequenz während der Fertigung kann die Mittenfrequenz recht eng toleriert werden.

Einen vollkommen andersartigen Aufbau eines dreipoligen Keramikfilters zeigt Bild 8. Das von der U. S. Sonics entwickelte und serienmäßig hergestellte Keramikfilter besteht aus zwei aneinanderliegenden Keramikscheiben, zwischen denen eine Kupferelektrode eingeklemmt ist. Die beiden Scheiben sind zwischen zwei Elektroden gepreßt, die axial aus einem luftdicht verschlossenen Gehäuse herausgeführt werden. Als gemeinsamer Anschluß dient das metallische Gehäuse, das mit der Kupferelektrode verbunden ist.

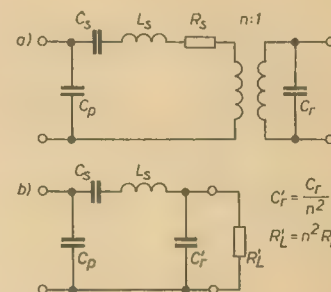


Bild 9: a) Äquivalente Schaltung eines Dreipolfilters, b) vereinfachte Schaltung (der Verlustwiderstand  $R_s$  wurde hier vernachlässigt)

Das Filter arbeitet bei einer Frequenz von 455 kHz und besitzt bei der Bandmittenfrequenz einen Verlust von weniger als 1 dB. Mit diesem Aufbau sind Impedanzwerte bis 25 kΩ erreicht worden, wodurch sich diese Filter auch für mit Röhren bestückte ZF-Verstärker eignen. Allerdings können diese Filter — wegen des Fehlens eines Gleichstrompfades — nicht ohne weiteres anstelle herkömmlicher ZF-Filter eingesetzt werden.

Die äußeren Abmessungen des Resonators mit seiner gesamten Länge von 8 mm und einem Durchmesser kleiner als 6,5 mm sind recht gering.

Resonanzuntersuchungen an Dreipolfiltern von Clevite zeigten bei Erregung auf der ersten Oberwelle eine stärkere Ausgangsamplitude als bei der Grundresonanzfrequenz.

Um eine für eine Impedanztransformation notwendige größere Oberfläche zu erhalten, wird die Grundfrequenz unter den Wert von 200 kHz gelegt und das Filter auf der ersten Oberwelle betrieben. Der Scheibendurchmesser der Keramikscheibe wird mit 13,5 mm bei einer mittleren Dicke von 0,75 mm bzw. 0,4 mm angegeben. Mit diesen Abmessungen läßt sich eine Impedanztransformation von etwa 10 : 1 erreichen.

Die Grunddämpfung bei Resonanz beträgt für den Filtertyp TO-01 < 2 dB und für die TO-02-Typen < 3 dB.

Tabelle 2: Kenndaten der Zweipol-Transfilter bei 25 °C

Typ	Serienresonanzfrequenz $f_s$ in kHz	6-dB-Bandbreite B in kHz	Kapazität C in pF	Resonanzwiderstand $R_s$ in Ω
TF-01 A	455 ± 2	25 ± 7	500 ± 50	15
TF-01 B	465 ± 2	25,5 ± 7	500 ± 50	15
TF-01 C	500 ± 2	27,5 ± 7,5	500 ± 50	15

Tabelle 3: Kenndaten der Dreipol-Transfilter bei 25 °C

Typ	Arbeitsresonanzfrequenz $f_0$ in kHz	6-dB-Bandbreite in kHz	Eingangskapazität $C_e$ in pF	Ausgangskapazität $C_a$ in pF	Eingangs-Nennabschlußimpedanz $R_G$ in kΩ	Ausgangs-Nennabschlußimpedanz $R_L$ in kΩ
TO-01A	455 ± 2	25 ± 7	> 180	> 800	2	0,3
TO-01B	465 ± 2	25,5 ± 7	> 180	> 800	2	0,3
TO-01C	500 ± 2	27,5 ± 7,5	> 180	> 800	2	0,3
TO-02A	457 ± 1	11,5 ± 7	480	2650	3,9 ... 15	0,68 ... 3
TO-02B	465 ± 1	11,6 ± 7	480	2650	3,9 ... 15	0,68 ... 3
TO-02C	500 ± 1	12,5 ± 7,5	480	2650	3,9 ... 15	0,68 ... 3

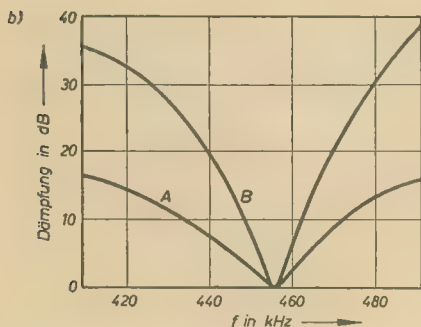
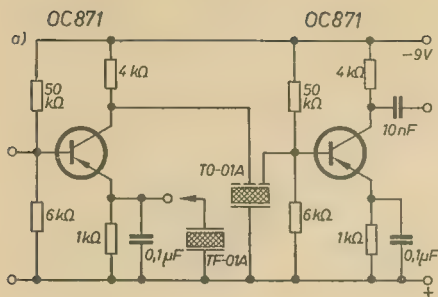


Bild 10: a) ZF-Verstärkerstufe mit einem Dreipoltransfilter, b) Dämpfungsverlauf der Schaltung

Im Bild 9a ist das Ersatzschaltbild für ein dreipoliges keramisches Filter dargestellt, das einen verlustfreien Übertrager enthält, dessen Übersetzung  $n$  die Kopplung zwischen Ein-

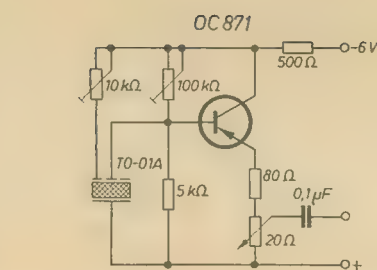


Bild 11: Transistoroszillator mit dem Transfilter TO-01 A

und Ausgang kennzeichnet. Eine einfachere Schaltung erhält man, indem die auf der Sekundärseite angeschlossene Ausgangskapazität und der Lastwiderstand auf die Primärseite umgerechnet werden (Bild 9b). An einem dreipoligen Keramikfilter des Filtertyps TO-01 B (TO = Transfilter Oberton) wurden folgende Werte gemessen:

$C_B = 20 \text{ pF}$	$C_D = 460 \text{ pF}$
$L_B = 6,35 \text{ mH}$	$C_B = 2,5 \text{ nF}$
$R_B = 41 \Omega$	$Q = 455$
	$n = 2,65$

Bild 10a zeigt als Beispiel die Schaltung eines zweistufigen Transistor-ZF-Verstärkers. Als Koppellement zwischen beiden Stufen wurde ein Transfilter TO-01 A verwendet. Der

Dämpfungsverlauf ist im Bild 10b (Kurve A) gezeigt.

Schaltet man anstelle des Entkopplungskondensators parallel zum Emittterwiderstand ein Zweipolfilter, dann wird der Emittterzweig frequenzabhängig. Die damit verbundene frequenzabhängige Stromgegenkopplung des Transistors bewirkt eine verbesserte Selektivität der Bandfilterkurve entsprechend von A nach B (Bild 10b).

TO-Transfilter weisen im Bereich ihrer Nennresonanzfrequenz eine Phasenverschiebung zwischen Ein- und Ausgangsspannung um etwa  $180^\circ$  auf. Diese Eigenschaft, verbunden mit kleinen Abmessungen, erlaubt den Entwurf einfacher und kleiner Oszillatoren für gedruckte Schaltungen.

Bild 11 zeigt eine Oszillatorschaltung mit dem Transistor OC 871 und einem Transfilter TO-01 A als frequenzbestimmendes Element.

Diese Generatorschaltung zeichnet sich durch einen geringen Ausgangswiderstand und eine damit verbundene weitgehende Belastungsunabhängigkeit aus. Die Ausgangsspannung ist kontinuierlich regelbar im Bereich von  $0 \dots 50 \text{ mV}$ . Mit dem Regler  $100 \text{ k}\Omega$  wird der Arbeitspunkt festgelegt, während mit dem  $10\text{-k}\Omega$ -Potentiometer der Rückkopplungsgrad eingestellt wird. Beide Regler sind derart einzustellen, daß die an dem ausgangsseitig angeschlossenen Oszillografen sichtbare Ausgangsspannung möglichst groß und verzerrungsfrei wird.

## Lebensdauer- und Zuverlässigkeitsprüfungen an Transistoren

Die englische Firma STC gibt für die von ihr hergestellten Transistoren vierteljährlich Ergebnisse von Lebensdauer- und Zuverlässigkeitsprüfungen bekannt. Diese Angaben sind für die Dimensionierung zuverlässiger Schaltungen von großer Wichtigkeit. Es sollte auf jeden Fall auch in der DDR untersucht werden, ob das Applikationslabor des HWF oder IHT ähnliche Untersuchungen durchführen könnte; die Ergebnisse müßten dann in einer Fachzeitschrift veröffentlicht werden.

Die Prüfungen unterteilen sich bei STC in Langzeitprüfung innerhalb der Grenzwerte und Kurzzeit-Überlastungsprüfung. Es wurden Ge- und Si-Transistoren überprüft. Die Langzeitprüfungen erstrecken sich über mindestens 20 000 Betriebsstunden. Für die

Untersuchungen wurden folgende Parameter gemessen:

Kollektorruhestrom in Basisschaltung, Kollektordurchbruchspannung (bei  $100 \mu\text{A}$  Kollektorstrom) und der Stromverstärkungsfaktor.

Der Kollektorruhestrom wurde bei  $9 \text{ V}$  Kollektorspannung gemessen; ein Wert von  $100 \mu\text{A}$  würde als „vollständiger Fehler“ (Ausfall) gewertet. Die Stromverstärkung wurde bei  $I_E = 15 \text{ mA}$  gemessen.

Im *Life Test Bulletin* werden die einzelnen Ergebnisse der Tests graphisch dargestellt und die Ausfälle über etwa 20 000 Stunden bei den einzelnen Prüfungen angegeben. Dabei liegen die Werte im allgemeinen unter 10%. Die Überlastprüfungen über 1200 Stunden ergaben

im allgemeinen keine Ausfälle. Es kann also geschlußfolgert werden, daß ein Überlasttest nicht immer aussagekräftig genug ist und daß man zumindest bei einigen Proben aus der laufenden Produktion die Langzeitprüfung durchführen muß. Da wir in der DDR seit einigen Jahren Transistoren in größeren Stückzahlen einsetzen, ist es nunmehr an der Zeit, einwandfreie Gütevorschriften für diese neuen Bauelemente zu schaffen, damit ihnen das Vorurteil der geringeren Betriebszuverlässigkeit genommen wird.

Fischer

Aus Standard Telephones and Cables Limited: *Life Test Bulletin No. 1 (Components Group, Transistor Division Footscray Kent)*

Tuček / Irmiler

### Überlagerungsempfänger

Abgleich — Gleichlauf — Reparatur

410 Seiten, 252 Bilder, 18 Tafeln, Kunstleder 37,— DM

Dem Verfasser ist es gelungen, den Stoff so zu bringen, daß das Buch allen mit der Fertigung und Reparatur von Rundfunkempfängern beschäftigten technischen Mitarbeitern verständlich und eine große Hilfe ist.

In diesem Buch werden auch die Fragen der UKW-Rundfunkempfänger behandelt, so daß es die gesamte Problematik des Gleichlaufs der Abstimmkreise eines modernen Überlagerungsempfängers und auch das nicht weniger wichtige Gebiet der Messung der Empfängereigenschaften enthält.



VEB  
VERLAG  
TECHNIK  
BERLIN

# Die Kleinbausteine KUV 1, EBS 1 und 2 GV 1

KLAUS SCHLENZIG

Mitteilung aus dem VEB Werk für Fernmeldewesen Berlin

Mit der Beschreibung der vorläufig letzten drei Baugruppen wird die „Vorstellung“ der elektronischen Kleinbausteine abgeschlossen. Änderungen und Ergänzungen des Programms hängen außer von den betrieblichen Möglichkeiten vor allem von der Resonanz bei den Verbrauchern und von der Bauelementesituation ab. Für Hinweise bezüglich einer Verbesserung der vorliegenden Baugruppen oder der Erweiterung des Sortimentes ist das Werk dankbar.

## Kleinsignal-Universal-Verstärker KUV 1

Seine Schaltung hebt diesen Verstärker (Bild 1) von allen anderen Bausteinen des Systems ab. Wie Bild 2 erkennen läßt, ist praktisch jeder Anschluß des Transistors außen zugänglich, ohne daß an ihm selbst gelötet werden muß. Es ist also möglich, für irgendeinen gerade gewünschten Betriebsfall den Baustein einfach als „steckbaren Transistor“ aufzufassen. Lediglich der Basiswiderstand schränkt diese Universalität etwas ein. Man kann ihn jedoch ebensogut beim Aufbau der Schaltung weglassen und später jeweils der Federleiste zuordnen. Im Falle des „steckbaren Transistors“ für Experimentierzwecke sind also die übrigen Bauelemente auf der Leiterplatte uninteressant. Die Außenanschlüsse besitzen dabei laut Bild 2 die Zuordnung 3—Basis, 8—Emitter, 1—Kollektor. Betrachtet man Bild 2 genauer, so stellt man fest, daß die Gesamtschaltung in vier verschiedenen Betriebsarten eingesetzt werden kann. Diese faßt Tabelle 1 zusammen, und Bild 3 zeigt die entsprechenden Schaltungsmöglichkeiten.

Die Stufe ist durch Parallelgegenkopplung mittels Basiswiderstand bereits temperaturstabilisiert. Dennoch kann für besondere Fälle zusätzlich eine Stromgegenkopplung eingefügt werden. Dazu legt man den in Emitterschaltung betriebenen Verstärker nicht mit Anschluß 8, sondern mit Anschluß 7 an den positiven Batterieanschluß. Die Anschlüsse 8 und 7 sind dann durch einen Elko wechsellängsmäßig kurzzuschließen, dessen Größe von der geforderten unteren Grenzfrequenz bestimmt wird. Bei gleichzeitiger Einschaltung von  $R_1$  und  $R_2$  verlagert sich naturgemäß der Arbeitspunkt. Er kann aber bei Bedarf durch Parallelschaltung eines entsprechenden Widerstandes zu  $R_2$  korrigiert werden. Die Bauelemente des KUV 1 sind derart aufeinander ab-

gestimmt, daß sich ein großer aussteuerbarer Bereich ergibt (etwa 250 mV ohne am Oszillografen sichtbare Beschneidung). Da andererseits der Transistor nach geringem Rauschen ausgelesen wurde, ist der KUV 1 besonders für Eingangsstufen geeignet. Dort treten aber im allgemeinen wesentlich kleinere Aussteueramplituden auf. Eine Verschiebung des Arbeitspunktes in Richtung kleinerer Betriebsströme infolge gleichzeitiger Verwendung von  $R_1$  und  $R_2$  kommt dabei der geforderten Rauschmutter entgegen.

Im Falle des Kollektorverstärkers erreicht der KUV 1 einen Eingangswiderstand von etwa 20 k $\Omega$ . Dieser verringert sich bei Parallel-



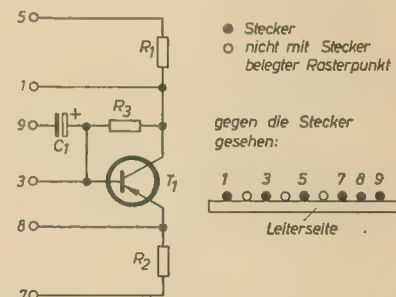
Bild 1: Kleinsignal-Universal-Verstärker KUV 1

schaltung des folgenden Verstärkereinganges zu  $R_2$  nach der für Kollektorverstärker gültigen Beziehung  $R_E = f(R_L)$ . Um einen größeren Eingangswiderstand zu erzielen, wäre es daher sinnlos,  $R_2$  allein zu erhöhen. In diesem Falle muß auch der folgende Verstärker einen höherohmigen Eingang besitzen. Das erreicht man z. B. mit einem weiteren KUV 1. Dieser erhält einen Widerstand  $R_2$  von 8 bis 10 k $\Omega$ . Mit ihm als Eingangsstufe und einem normalen KUV 1 in der zweiten Stufe ( $R_2 = 4$  k $\Omega$ ) ergeben sich etwa 100 k $\Omega$  Eingangs-

widerstand. Zur Anpassung von Kristallmikrofonen und -tonabnehmern reicht dieser Wert aus. Die entsprechende Schaltung zeigt Bild 4.

## Eingangsbaustein EBS 1

Bildete der KUV 1 im primitivsten Falle einen steckbaren Transistor, so liegt hier (Bild 5) zunächst eine steckbare Diode vor. Außerdem verfügt man noch über zwei Festkondensatoren und einen Trimmer. Dies bietet ebenfalls Möglichkeiten für viele Experimente. Durch Anschluß des im Bausatz enthaltenen bewickelten Ferritstabes wird die steckbare Baugruppe zum Eingangsbaustein (Bild 6).



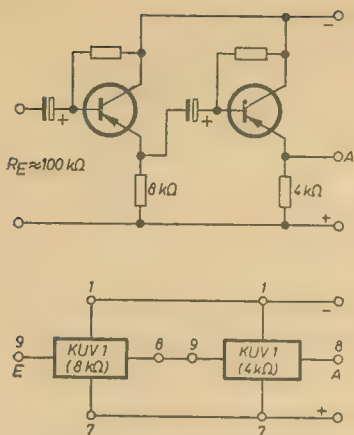


Bild 4: Zweistufiger Kollektorverstärker aus 2x KUV 1 für  $R_E \approx 100 \text{ k}\Omega$

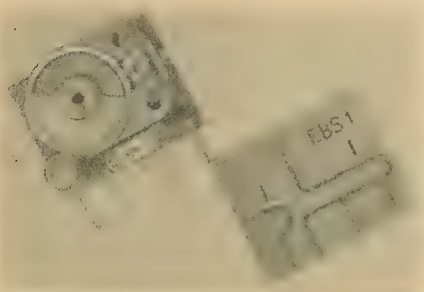


Bild 5: Eingangs-Baustein EBS 1

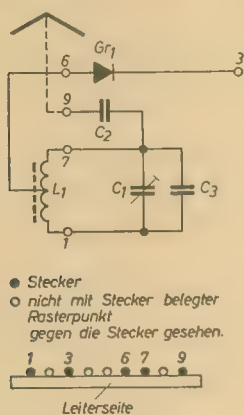


Bild 6: Schaltung des EBS 1

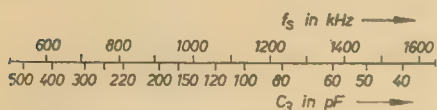


Bild 7: Nomogramm für  $C_3$  in Abhängigkeit vom Ortssender

Abstimmung (grob bereits durch  $C_3$  gegeben, fein mit  $C_1$ ) und Empfindlichkeit des Hörers, kann dieser Sender direkt oder unter Zwischenschaltung eines KUV 1 mit dem Kopfhörer gehört werden. Ein nachgeschalteter 2NV 1 in Verbindung mit einem hochohmigen Lautsprecher — z. B. altes Freischwingermodell aus der Bastelkiste — ergibt bereits einen anspruchlosen Ortsempfänger. „Moderner“ ist natürlich der Anschluß eines dynamischen Lautsprechers hinter einer GES 4. Der Baustein ist also zunächst für den Empfang des Ortssenders vorgesehen. Mit dem Festkondensator  $C_3$  ergibt sich in Verbindung mit der Wicklung des Ferritstabes eine Reso-



Bild 8: Zweistufiger Gleichstrom-Verstärker 2GV 1

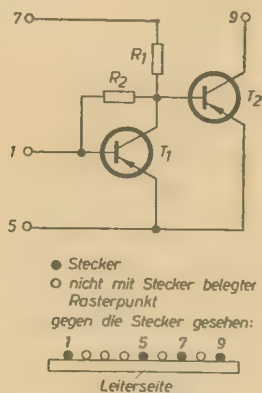


Bild 9: Schaltung des 2GV 1

nanz bei etwa 611 kHz (Berliner Rundfunk). Außerhalb Berlins werden andere Frequenzen interessant. Zu diesem Zwecke muß  $C_3$  ausgetauscht werden. Etwa im Frequenzverhältnis 1:2 kann auch mit der verschiebbar angebrachten Stabwicklung abgestimmt werden. Dabei darf die Wicklung selbst nur einseitig berührt werden, da die verlustbehaftete Handkapazität verstimmt und dämpft. Diese Art der Abstimmung bringt aber um so weniger Eingangsleistung, je weiter der Stab aus der Wicklung gezogen wird. Daher sollte mit dieser Methode nur ein begrenzter Bereich (Frequenzverhältnis etwa 1:1,5) grob abgestimmt werden. Für den Dresdener Ortssender (1043 kHz) ist auf jeden Fall ein kleinerer Kondensator zu empfehlen. Bild 7 zeigt ein Nomogramm, das die Auswahl des örtlich günstigsten Festkondensators erleichtern soll.

Wie ersichtlich, ist bei Entfernung von  $C_3$  auch Drehkoabstimmung des gesamten Mittelwellenbereiches möglich. Wird  $C_3$  im Wert nur verringert, so kann auf diese Weise für ein beliebiges Stück des Mittelwellenbereiches eine Bandspreizung erfolgen. Mit anderen L-Werten lassen sich auch andere Wellenbereiche empfangen.

### Zweistufiger Gleichstromverstärker 2GV 1

In seinem Volumen unterbietet der 2GV 1 (Bild 8) mit zwei Transistoren noch den KUV 1. Das ist durch den fehlenden Elko bedingt. Die Schaltung (Bild 9) ist sehr einfach gehalten und arbeitet etwa bis 45 °C Umgebungstemperatur. Für den Verstärker waren zunächst zwei spezielle Anwendungen (Lichtschranke und Dämmerungsautomatik) mit einem allerdings sehr großen Spektrum von Möglichkeiten vorgesehen. Bei Einspeisung eines Gleichstromes entsprechender Polarität verringert sich der Widerstand von  $T_1$ , so weit, daß der durch den

Spannungsteiler  $R_1$ ,  $T_1$  ursprünglich geöffnete Transistor  $T_2$  schließt. Dadurch fällt ein im Kollektorkreis liegendes Relais ab. Der dann noch fließende Reststrom liegt bei Temperaturen unter 45 °C genügend weit unter dem Ansprechwert des Relais. Als Betriebsspannung sind 6 V notwendig, die Relaiswicklung muß etwa 90  $\Omega$  Gleichstromwiderstand besitzen (z. B. Kleinstumpfrelais GBR 303 für 6 V). Niederohmigere Relais oder höhere Spannungen gefährden den Transistor. Erprobt wurde der 2GV 1 zusammen mit der Selenzelle eines alten Excelsior-Belichtungsmessers. Diese gibt bei Lichteinfall den benötigten Strom ab. Es ist auf richtige Polung zu achten. Bereits bei etwa 50  $\mu\text{A}$ , in 1 und 5 eingespeist, erhält man in dem zwischen 9 und (—) Batterie angeschlossenen Relais eine Stromänderung von mindestens 20 mA, die zum Schalten des Relais ausreicht. Statt dieses Relais könnte für Signalfzwecke auch eine Glühlampe 6 V (50 mA) angeschlossen werden, die allerdings nicht mit voller Helligkeit glühen wird.

Mit dem Relais können beliebige Wirkungen erzielt werden, hervorgerufen durch den zur Einspeisung erforderlichen geringen Strom. So lassen sich viele Anwendungen der elektronischen Regeltechnik, der Signalisierung bestimmter Zustände usw. mit dem 2GV 1 realisieren. Es bleibt der technischen Phantasie des Anwenders überlassen, hier weitere Möglichkeiten zu finden.

Die „Vorstellung“ der jetzt in den RFT-Industrieläden Berlin, Dresden und Rostock auch auf dem Wege des Versandes sofort erhältlichen Bausätze ist damit abgeschlossen. Entwickler und Hersteller hoffen, mit diesem Programm dem Amateur auf dem Wege zur modernen Technik ein gutes Stück weitergeholfen zu haben.

Als Literatur zum Thema Transistortechnik und damit zum besseren Verständnis der Schaltungen der Baugruppen werden neben dem laufenden Studium der Fachpresse folgende Bücher empfohlen:

- [1] H.-J. Fischer: Transistortechnik für den Funkamateur, Verlag Sport und Technik
- [2] K. Otto und H. Müller: Flächentransistoren; 2. Auflage, VEB Verlag Technik
- [3] R. F. Shea: Transistortechnik, VEB Verlag Technik
- [4] K. Grauhering: Halbleiter-Bauelemente; 2. Auflage, VEB Verlag Technik

### Halbleiter-Literatur

aus dem VEB VERLAG TECHNIK

Kurt Grauhering

Halbleiterbauelemente

2., bearbeitete Auflage

76 Seiten, 50 Bilder, 2 Tafeln  
broschiert 3,— DM

Otto/Müller

Flächentransistoren

2., berichtigte Auflage

268 Seiten, 238 Bilder, 11 Tafeln  
Kunstleder 12,80 DM

Fritzsche

Herstellung von Halbleitern

2., wesentlich überarbeitete und ergänzte Auflage

136 Seiten, 59 Bilder, 10 Tafeln  
Halbleitern 10,50 DM

Dipl.-Ing. P. BAUMANN, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

Dipl.-Ing. M. HUNECK, Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau 37

## Dynamische Kenngrößen der HF-Legierungstransistoren OC 871 und OC 872

Fortsetzung aus Heft 4 (1963)

### Messung der Eingangsgrößen

Die Bilder 16 bis 20 zeigen die Abhängigkeit der Eingangsgrößen  $kR_e = 1/g_{11E}$  und  $C_e = C_{11E}$  ( $b_{11E} = \omega \cdot C_{11E}$ ) von der Frequenz, der Kollektorgleichspannung und dem Emitterstrom, während die Bilder 21 und 22 Ortskurven des Eingangsleitwertes mit der Frequenz als Parameter zeigen. Bild 16 zeigt die Eingangskapazität und den Kurzschlußeingangswiderstand für ein Mittelwertexemplar, Bild 17 für das schlechteste und Bild 18 für das beste Exemplar der 20 gemessenen OC 872 bei jeweils 0,5 und 1 mA Emitterstrom. Die Bilder zeigen den aus dem Ersatzschaltbild von *Giacoletto* erklärten Verlauf, daß der Realteil des Eingangswiderstandes ( $kR_e$ ) mit zunehmender Frequenz abnimmt, da mit steigender Frequenz die Emitterkapazität  $C_{b'e}$  den parallel zu ihr liegenden Emitterleitwert  $g_{b'e}$  immer mehr kurzschließt, bis bei genügend hoher Frequenz nur noch der reelle Basiswiderstand als Eingangswiderstand wirksam ist.

Bild 17 zeigt, daß bei dem schlechten Exemplar der Eingangswiderstand ab etwa 25 MHz praktisch konstant bleibt und dem Basiswiderstand entspricht (etwa 300  $\Omega$ ). Bei den anderen beiden Exemplaren tritt dieser Zustand erst bei höheren Frequenzen auf.

Von Vorteil ist die Darstellung der komplexen  $y_{11E}$ -Ortskurve. Die Bilder 21 und 22 zeigen solche Ortskurven für die Transistoren OC 872/4,6 u. 14. Diese Kurven wurden aus den Bildern 16 bis 18 mit der Beziehung

$$y_{11E} = g_{11E} + jb_{11E} = 1/kR_e + j\omega C_e$$

ermittelt.

Aus diesen Ortskurven kann man nach [8] den Basiswiderstand  $5_{bb'}$ , den Emitterleitwert  $g_{b'e}$  und die Emitterkapazität  $C_{b'e}$  des Ersatzschaltbildes nach *Giacoletto* bestimmen.

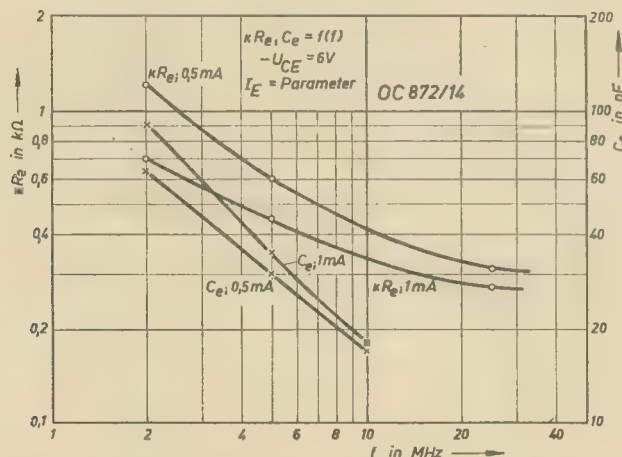


Bild 16: Abhängigkeit der Eingangsgrößen von der Frequenz, der Kollektorgleichspannung und dem Emitterstrom

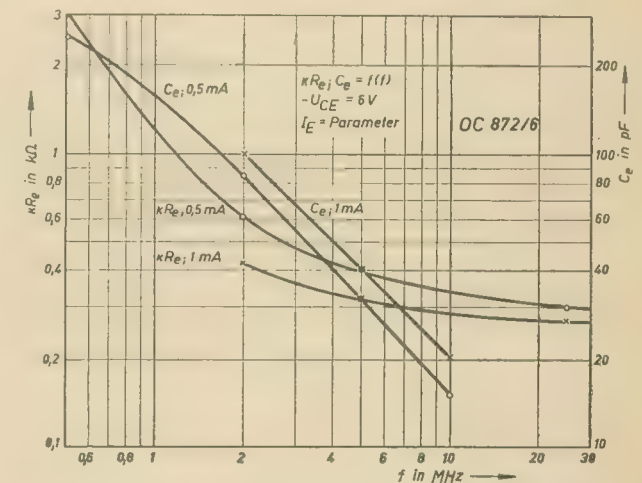


Bild 17: Abhängigkeit der Eingangsgrößen von der Frequenz, der Kollektorgleichspannung und dem Emitterstrom

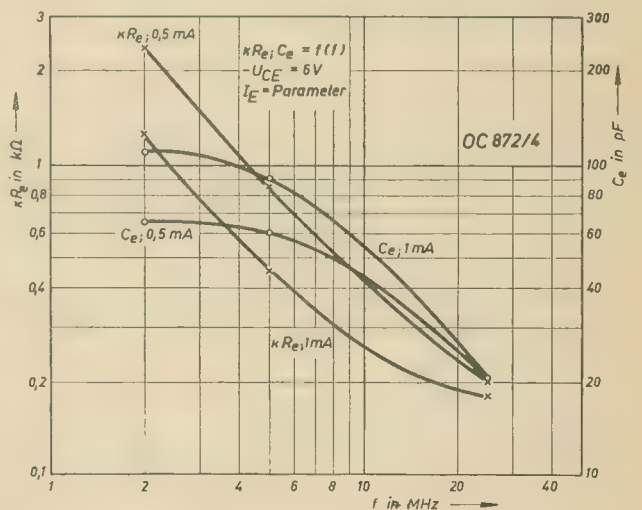


Bild 18: Abhängigkeit der Eingangsgrößen von der Frequenz, der Kollektorgleichspannung und dem Emitterstrom

von  $y_{11E}$ , der durch den Schnittpunkt des Halbkreises mit der reellen Achse gegeben ist.

Aus dem vereinfachten  $y_{11E}$ -Ersatzschaltbild ergibt sich, daß bei  $f = 0$  der Eingangsleitwert

$$y_{11E}|_{f \rightarrow 0} = \frac{g_{b'e}}{1 + r_{bb'} \cdot g_{b'e}}$$

beträgt.

Dieser Wert ergibt sich als linker Schnittpunkt des Halbkreises mit der reellen Achse. Bei bekanntem Basiswiderstand läßt sich daraus also der Emitterleitwert bestimmen

$$g_{b'e} = \frac{y_{11E}|_{f \rightarrow 0}}{1 - y_{11E}|_{f \rightarrow 0} \cdot r_{bb'}}$$

Die Emitterkapazität läßt sich aus der Frequenz bestimmen, bei der der Halbkreis seinen höchsten Punkt erreicht.

Es gilt

$$f_m = \frac{1 + r_{bb'} \cdot g_{b'e}}{2\pi C_{b'e} \cdot r_{bb'}}$$

woraus sofort

$$C_{b'e} = \frac{1}{2\pi f_m} \left( g_{b'e} + \frac{1}{r_{bb'}} \right)$$

folgt. Für das Mittelwertexemplar OC 872/14 ergeben sich aus diesen Beziehungen folgende Werte:  $r_{bb'} \approx 300 \Omega$ ,  $g_{b'e} \approx 0,2 \text{ mS}$  und  $C_{b'e} \approx 110 \text{ pF}$ , wobei der letzte Wert zu niedrig sein dürfte. Im Mittel müßten etwa  $300 \dots 400 \text{ pF}$  erscheinen.

Aus den Bildern 19 und 20 läßt sich schließlich noch der Einfluß der Kollektorgleichspannung bzw. des Emittorgleichstromes auf die Eingangsgrößen ersehen.

### Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurden einige Kenngrößen der HF-Legierungstransistoren vom Typ OC 871 bzw. OC 872 in Schweißausführung (Gehäuse TO-18) in Form von Tabellen, Kurven und Ortskurven dargestellt, wobei besonders die Abhängigkeit der Größen vom Arbeitspunkt und der Frequenz näher untersucht

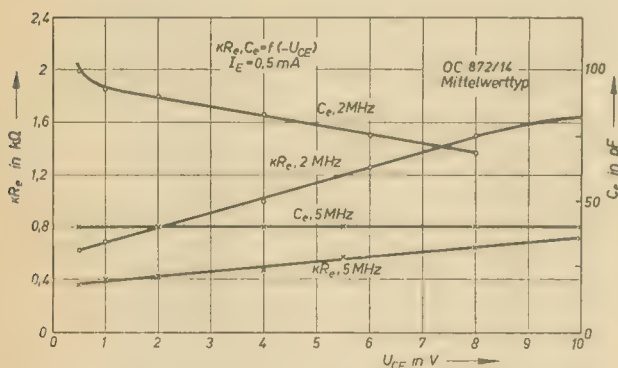


Bild 19: Abhängigkeit der Eingangsgrößen von der Frequenz, der Kollektorgleichspannung und dem Emittorgleichstrom

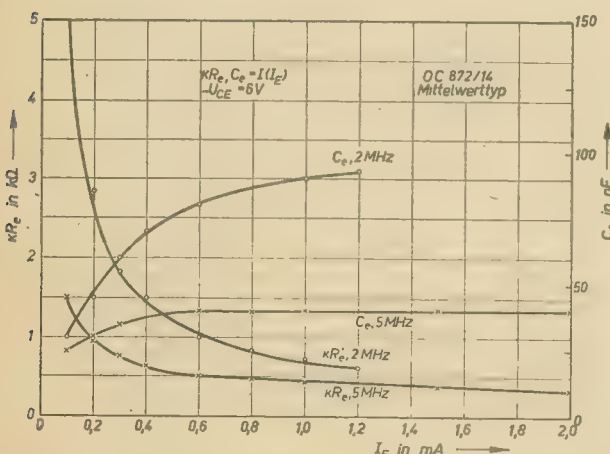


Bild 20: Abhängigkeit der Eingangsgrößen von der Frequenz, der Kollektorgleichspannung und dem Emittorgleichstrom

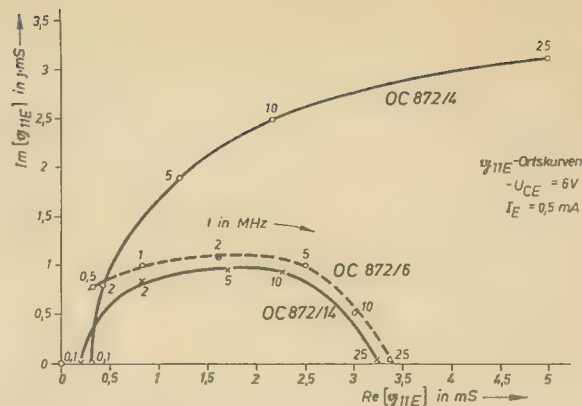


Bild 21: Ortskurven des Eingangsleitwerts mit der Frequenz als Parameter

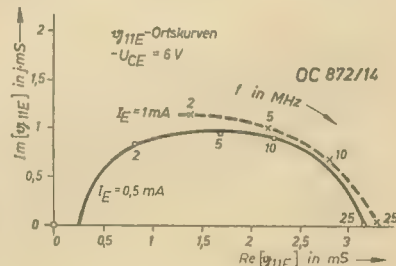


Bild 22: Ortskurven des Eingangsleitwerts mit der Frequenz als Parameter

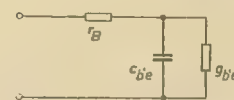


Bild 23: Ersatzschaltbild zur Darstellung von  $y_{11E}$  unter Berücksichtigung von Näherungen (für  $r_B$  lies  $r_{bb'}$ )

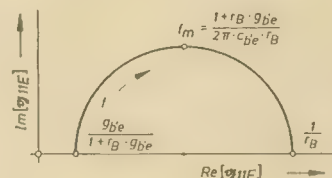


Bild 24: Ortskurve des Eingangsleitwerts gemäß vereinfachtem Ersatzbild (für  $r_B$  lies  $r_{bb'}$ )

wurde. Es sei aber ausdrücklich betont, daß auf Grund der geringen untersuchten Stückzahlen dem Anwender nur etwaige Richtwerte gegeben werden können, die keinesfalls als Garantiewerte des Herstellerwerkes anzusehen sind.

### Literatur

- [1] E. Bottke: Transistorgrenzfrequenzen; radio und fernsehen 9 (1961) S. 267 bis 269
- [2] Thuy, Krauss: Emitterkapazität und  $\beta_1$ -Frequenz bei Transistoren; radio mentor 5 (1961) S. 388 bis 390
- [3] C. T. Kirk: A Theory of Transistor Cutoff Frequency ( $f_T$ ) Fall-off at High Current Densities; IRE Transactions on Electron Devices, Band ED-9, März 1962, S. 164 bis 174
- [4] W. Minner: Die Steilheit des HF-Legierungs- und Drifttransistors als Funktion der Frequenz und des Arbeitspunktes und ihre Ableitungen; Archiv der elektrischen Übertragung 9 (1960) S. 411 bis 420
- [5] Olschewski: Einfache Meßverfahren zur Bestimmung der hochfrequenten Vierpolparameter von Transistoren; Telefunken Röhren-Mitteilung RM 6006/59
- [6] VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder): Katalog Halbleiterbauelemente Ausgabe 1961
- [7] G. Ledig: Der HF-Transistor und seine komplexen Kenngrößen im Frequenzgebiet von 0 bis 2 MHz; Dissertation, TH Berlin-Charlottenburg
- [8] Münch: Transistormeißtechnik; Fernmeldeingenieur 7 (1960)

Schluß

Berichtigung:

Wir bitten, im Heft 4 (1963) S. 126 den Text der 15. Zeile wie folgt zu ändern:  $S_0 = 38 \text{ mS}$  bei  $I_E = 1 \text{ mA}$  und  $t = 25^\circ \text{C}$  genügt. Für die von außen meßbare Steilheit ist insbesondere bei hohen Frequenzen diese Beziehung ...

# Berechnung des Oszillators eines AM-Supers

WOLFGANG HOYER

In diesem Beitrag sollen neben der eigentlichen Berechnung des Oszillators in den drei AM-Wellenbereichen Probleme der Mischung und des Gleichlaufs geklärt werden. Die Berechnungsformeln des Oszillators werden allgemein abgeleitet und mit je einem Beispiel für K, M und L angewandt. Zum Schluß wird ein Beispiel für die praktische Ausführung einer Mischstufe eines AM-Supers gezeigt.

## Mischung

Beim Super wird bekanntlich als Mischprodukt eine sog. Zwischenfrequenz gewonnen, die dann weiter verstärkt und schließlich demoduliert wird. Diese ZF ergibt sich als Differenz aus Oszillatorfrequenz  $f_0$  und Empfangsfrequenz  $f_E$

$$f_{ZF} = f_0 - f_E.$$

Die Verstärkung der konstanten ZF hat folgende Vorteile:

1. Die ZF-Kreise bleiben bei beliebiger Senderwahl fest abgestimmt,
2. die ZF kann in ein günstiges Frequenzgebiet gelegt werden, in welchem der Aufwand für die Verstärkung und Selektion relativ gering ist und
3. die Gefahr des Selbstschwingens ist geringer, da die Verstärkung in zwei Frequenzebenen möglich wird. Dies ist in der HF-Vorstufenverstärkung für die Eingangsfrequenzen und in der ZF-Verstärkung realisiert.

Als Nachteil tritt allerdings die Mehrdeutigkeit des Empfangs auf, da  $f_E - f_0$  ebenfalls die festgelegte ZF ergeben kann (Spiegelfrequenz). Durch günstige Wahl der ZF und gute Vorselektion beherrscht man jedoch diese Schwierigkeiten [1].

## Zusammenhang zwischen Oszillatorfrequenz und Empfangsfrequenz

Der Oszillator stellt einen kleinen Sender dar, dessen Frequenz sich mit der Empfangsfrequenz immer so ändern muß, daß die Differenz  $f_0 - f_E$ , also die ZF, konstant bleibt.

Als Zwischenfrequenzen sind solche zwischen 453 kHz bis 473 kHz üblich. Die Abstimmung der Empfangsfrequenz und der Oszillatorfrequenz erfolgt bei unseren Betrachtungen mittels Drehkondensatoren, die gleichen Plattenschnitt besitzen.

Diese Drehkondensatoren sind mechanisch gekoppelt. Trotz gleichen Plattenschnittes müssen jedoch Eingangs- und Oszillatorkreis unterschiedliche Frequenzverläufe besitzen. Das zeigt folgendes Beispiel:

Der Mittelwellenbereich hat den Frequenzbereich von 535 kHz ... 1602 kHz. Bei einer ZF von 468 kHz sind Oszillatorfrequenzen von 535 kHz + 468 kHz = 1003 kHz bis 1602 kHz + 468 kHz = 2070 kHz notwendig.

Die Frequenzvariation für den Eingangskreis beträgt dann  $\frac{1602 \text{ kHz}}{535 \text{ kHz}} \approx 3$  und die für den Oszillatorkreis  $\frac{2070 \text{ kHz}}{1003 \text{ kHz}} \approx 2$ .

Soll mit einem Drehkondensator abgestimmt werden, ermittelt sich die Kapazitätsvariation unter Verwendung der bekannten Schwingungsgleichung

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (1)$$

Die Induktivität bleibt konstant. Für den Eingangskreis wird unter Verwendung von Gleichung (1)

$$\frac{(2 \cdot \pi \cdot f_{1003})^2 LC_{1003}}{(2 \cdot \pi \cdot f_{2070})^2 LC_{2070}} = 1,$$

$$\frac{C_{1003}}{C_{2070}} = \frac{f_{2070}^2}{f_{1003}^2} = \left(\frac{1}{3}\right)^2 = \frac{1}{9}.$$

Die Kapazitätsvariation für den Oszillatorkreis wird

$$\frac{C_{2070}}{C_{1003}} = \frac{f_{1003}^2}{f_{2070}^2} = \left(\frac{1}{2}\right)^2 = \frac{1}{4}.$$

Die Kapazitätsvariation erweist sich als das Quadrat der Frequenzvariation. Während sich die Kapazität des Kondensators im Eingangskreis im Verhältnis 1:9 ändern muß, ist im Oszillatorkreis nur ein Änderungsverhältnis 1:4 notwendig; hier ändert sich die Resonanzfrequenz langsamer als beim Eingangskreis.

Beim Abstimmen muß nun stets der Gleichlauf zwischen Eingangs- und Oszillatorkreis gewährleistet sein.

## Lösung der Gleichlaufprobleme

An Beispielen kann man sich sehr gut klar machen, daß sich die Resonanzfrequenz des Oszillators, wie schon oben angeführt, um so

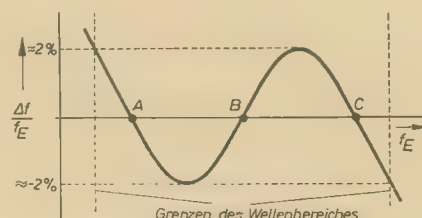


Bild 1: Fehlerkurve beim Dreipunktabgleich

langsamer ändern muß, je größer das Verhältnis der Zwischenfrequenz zur Empfangsfrequenz ist.

Um den Gleichlauf zu gewährleisten, kann man Kondensatoren in Reihe und parallel zum Drehkondensator schalten. Durch Verkettung

von Reihen- und Parallelschaltungen von Kondensatoren kann der Gleichlauf sehr gut gelöst werden. Die Praxis verbietet jedoch das Herstellen eines enormen Gleichlaufes, da der Aufwand und die auftretenden Schwierigkeiten zu groß werden. Man geht deshalb einen sinnvollen Kompromiß ein und wendet heute allgemein den sog. Dreipunktabgleich an (Bild 1).

Dabei stimmen die Kurven von Eingangskreis und Oszillatorkreis nur in drei Punkten exakt überein, was aber für die Praxis vollaus genügt.

Die dabei auftretenden höchsten Abweichungen  $\Delta f/f_E$  liegen bei 2%. Das sind Fehleinstellungen des Eingangskreises, was sich in geringem Absinken der Eingangsspannung äußert [2].

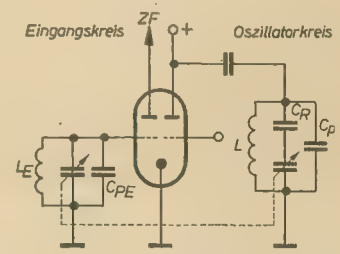


Bild 2: Prinzipschaltung einer Mischstufe

Diese drei Abgleichpunkte sind auf den Skalen der Markengeräte für jeden Bereich angegeben und werden beim Abgleich hergestellt. Die Frequenzen für die drei Punkte A, B und C kann man, wie wir es bei den späteren Berechnungen auch tun werden, selbst wählen. Dabei wird man die beiden Punkte A und C zweckmäßigerweise nicht an Anfang und Ende der Skala legen, um den Fehler in den vier maximalen Fehlerpunkten etwa in gleicher Höhe zu halten (Bild 1).

## Ermittlung der Kapazität von Reihen- und Parallelkondensator

Nach Bild 2 wird in den Oszillatorkreis zum Drehkondensator ein Parallel- und ein Reihenkondensator geschaltet.

Nach Bild 1 bezeichnen wir die zu den Punkten A, B und C gehörigen jeweiligen Werte des Drehkondensators mit  $C_1$ ,  $C_2$  und  $C_3$  und die in diesen Punkten auftretenden Resonanzfrequenzen mit  $f_1$ ,  $f_2$  und  $f_3$ . Unter Verwendung der Schwingungsgleichung (1) erhält man für

die Resonanzfrequenzen im Oszillatorkreis

$$\text{Punkt A: } f_{01}^2 = \frac{1}{4 \pi^2 L \left( C_P + \frac{C_s \cdot C_R}{C_1 + C_R} \right)} \quad (2)$$

$$\text{Punkt B: } f_{02}^2 = \frac{1}{4 \pi^2 L \left( C_P + \frac{C_s \cdot C_R}{C_2 + C_R} \right)} \quad (3)$$

$$\text{Punkt C: } f_{03}^2 = \frac{1}{4 \pi^2 L \left( C_P + \frac{C_s \cdot C_R}{C_3 + C_R} \right)} \quad (4)$$

Aus diesen drei Gleichungen gilt es, die Bestimmungsgleichungen für die Kapazitätswerte für den Reihenkondensator  $C_R$  und den Parallelkondensator  $C_P$  zu gewinnen. Dividiert man Gleichung (2) durch Gleichung (3) und Gleichung (3) durch Gleichung (4), erhält man:

$$\frac{f_{01}^2}{f_{02}^2} = \frac{C_P + \frac{C_s \cdot C_R}{C_2 + C_R}}{C_P + \frac{C_s \cdot C_R}{C_1 + C_R}} \quad (5)$$

$$\frac{f_{02}^2}{f_{03}^2} = \frac{C_P + \frac{C_s \cdot C_R}{C_3 + C_R}}{C_P + \frac{C_s \cdot C_R}{C_2 + C_R}} \quad (6)$$

Gleichung (5) nach  $C_P$  aufgelöst, ergibt den Ausdruck

$$C_P = \frac{C_R}{f_{02}^2 - f_{01}^2} \left( \frac{C_1}{C_1 + C_R} f_{01}^2 - \frac{C_2}{C_1 + C_R} f_{02}^2 \right) \quad (7)$$

Gleichung (7) in Gleichung (6) eingesetzt und nach  $C_R$  aufgelöst, ergibt folgende Bestimmungsgleichung

$$C_R = \frac{C_1 C_2 f_{02}^2 (f_{03}^2 - f_{01}^2) + C_2 C_3 f_{01}^2 (f_{02}^2 - f_{03}^2) - C_1 C_3 f_{02}^2 (f_{03}^2 - f_{01}^2)}{C_1 f_{01}^2 (f_{02}^2 - f_{03}^2) - C_2 f_{02}^2 (f_{03}^2 - f_{01}^2) + C_3 f_{03}^2 (f_{01}^2 - f_{02}^2)} \quad (8)$$

Nachdem diese Grundlagen behandelt worden sind, soll nun an Beispielen der Oszillator für den Mittel-, Lang- und Kurzwellenbereich berechnet werden.

### Berechnungen im Mittelwellenbereich (535 kHz ... 1602 kHz)

#### Eingangskreis

Wie schon ermittelt wurde, ist für den Eingangskreis eine Kapazitätsvariation von 1:9 notwendig. Die Drehkondensatoren besitzen im Durchschnitt eine Anfangskapazität  $C_A$  von 20 pF und eine Endkapazität  $C_E$  von etwa 500 pF (z. B. Drehkondensator Bko 10d mit  $C_A = 12$  pF und  $C_E = 513$  pF vom VEB Funkwerk Kölleda).

Die Kapazitätsvariation wäre damit  $\frac{12}{513} = 1:43$ . Für den Mittelwellenbereich macht sich eine Einengung auf 1:9 notwendig. Man erreicht das durch Parallelschalten eines Kondensators  $C_{PE}$  zum Drehkondensator (Bild 2 und Bild 3).

$$\frac{C_A + C_{PEM}}{C_E + C_{PEM}} = \frac{12 \text{ pF} + C_{PEM}}{513 \text{ pF} + C_{PEM}} = \frac{1}{9} \quad (9)$$

Für  $C_{PEM}$  ergibt sich dann:  $C_{PEM} = \frac{405}{8} \text{ pF} = 51 \text{ pF}$ .

Damit wird die gesamte Anfangskapazität

$$C_A' = 12 \text{ pF} + 51 \text{ pF} = 63 \text{ pF}$$

und die Endkapazität

$$C_E' = 513 \text{ pF} + 51 \text{ pF} = 564 \text{ pF},$$

womit die geforderte Kapazitätsvariation  $\frac{63 \text{ pF}}{564 \text{ pF}} = 1:9$  erreicht ist.

Die Induktivität der Spule des Eingangskreises ergibt sich aus Gleichung (1)

$$L_{EM} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 1602^2 \cdot 10^6 \cdot 63 \cdot 10^{-12}} = 154 \mu\text{H}$$

#### Oszillatorkreis

Für die drei Empfangsfrequenzen in den Gleichlaufpunkten A, B und C werden folgende Werte gewählt

$$f_{E1} = 582 \text{ kHz}$$

$$f_{E2} = 932 \text{ kHz}$$

$$f_{E3} = 1492 \text{ kHz}$$

Für diese drei Frequenzen werden nach Gleichung (1) die jeweils eingestellten Kapazitäten des Drehkondensators im Eingangskreis berechnet; die gleiche Kapazität weist in diesen Punkten auch der gekoppelte Drehkondensator des Oszillatorkreises auf.

Es muß dann von den errechneten Kapazitätswerten  $C'$  die Kapazität des parallelgeschalteten Kondensators  $C_{PEM} = 51$  pF subtrahiert werden.

$$C_1' = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 582^2 \cdot 10^6 \cdot 154 \cdot 10^{-6}} = 484 \text{ pF}$$

$$C_1 = 484 \text{ pF} - 51 \text{ pF} = 433 \text{ pF}$$

$$C_2' = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 932^2 \cdot 10^6 \cdot 154 \cdot 10^{-6}} = 188 \text{ pF}$$

$$C_2 = 188 \text{ pF} - 51 \text{ pF} = 137 \text{ pF}$$

$$C_3' = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 1492^2 \cdot 10^6 \cdot 154 \cdot 10^{-6}} = 74 \text{ pF}$$

$$C_3 = 74 \text{ pF} - 51 \text{ pF} = 23 \text{ pF}$$

Die an diesen Punkten erforderlichen Oszillatorfrequenzen  $f_{01}$ ,  $f_{02}$  und  $f_{03}$  errechnen sich als Summe aus den Empfangsfrequenzen  $f_{E1}$ ,  $f_{E2}$  bzw.  $f_{E3}$  und der ZF

$$f_{01} = 582 \text{ kHz} + 468 \text{ kHz} = 1050 \text{ kHz}$$

$$f_{02} = 932 \text{ kHz} + 468 \text{ kHz} = 1400 \text{ kHz}$$

$$f_{03} = 1492 \text{ kHz} + 468 \text{ kHz} = 1960 \text{ kHz}$$

Die Werte für  $C_1$ ,  $C_2$  und  $C_3$  und für  $f_{01}$ ,  $f_{02}$  und  $f_{03}$  in die Bestimmungsgleichungen (7) und (8) für die Parallel- und Reihenzuschaltkondensatoren eingesetzt, ergeben folgende Kapazitätswerte

$$C_{RM} = 628 \text{ pF}$$

$$C_{PM} = 72 \text{ pF}$$

Als nächstes ist die Induktivität der Oszillatortspule zu berechnen. Die Gesamtkapazität  $C_1''$  des Oszillatorkreises beträgt (berechnet bei der Frequenz  $f_{01}$ )

$$C_1'' = \frac{C_1 \cdot C_{RM}}{C_1 + C_{RM}} + C_{PM} = \frac{433 \text{ pF} \cdot 628 \text{ pF}}{433 \text{ pF} + 628 \text{ pF}} + 72 \text{ pF} = 256 \text{ pF} + 72 \text{ pF} = 328 \text{ pF}$$

Dann beträgt die Induktivität nach Gleichung (1)

$$L_M = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 1050^2 \cdot 10^6 \cdot 328 \cdot 10^{-12}} = 70 \mu\text{H}$$

### Berechnungen im Langwellenbereich (150 kHz ... 285 kHz)

#### Eingangskreis

Zuerst ist wieder eine Betrachtung des Eingangskreises notwendig. Die Frequenzvariation in diesem Bereich beträgt 1:1,9. Die Kapazitätsvariation wird demnach 1:3,6, ist also wieder einzuengen, was durch das Parallelschalten des Zusatzkondensators  $C_{PEL}$  geschehen soll.

Nach (9) wird

$$\frac{C_A + C_{PEL}}{C_E + C_{PEL}} = \frac{12 \text{ pF} + C_{PEL}}{513 \text{ pF} + C_{PEL}} = \frac{1}{3,6}$$

$$C_{PEL} = \frac{470}{2,6} \text{ pF} = 180 \text{ pF}$$

Die Anfangs- und Endkapazität des Eingangskreises betragen dann  $C_A' = 192$  pF und  $C_E' = 693$  pF.

Damit wird die geforderte Kapazitätsvariation  $C_A' : C_E' = 192 : 693 \approx 1 : 3,6$  erreicht.

Die Induktivität der Spule des Eingangskreises ergibt sich aus Gleichung (1)

$$L_{EL} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 285^2 \cdot 10^6 \cdot 192 \cdot 10^{-12}} \approx 1600 \mu\text{H}$$

#### Oszillatorkreis

Für die drei Frequenzen in den Gleichlaufpunkten A, B und C werden folgende Werte gewählt

$$f_{E1} = 164 \text{ kHz}$$

$$f_{E2} = 218 \text{ kHz}$$

$$f_{E3} = 256 \text{ kHz}$$

In diesen Punkten kann nun mit den gewählten Frequenzen die jeweils eingestellte Kapazität des Drehkondensators des Eingangskreises bestimmt werden, die ja wiederum gleich der des Oszillatorkreises ist. Von dem berechneten Kapazitätswert müssen dann wegen der Parallelschaltung von  $C_{PEL} = 180$  pF subtrahiert werden.

$$C_1' = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 164^2 \cdot 10^6 \cdot 1600 \cdot 10^{-6}} = 589 \text{ pF}$$

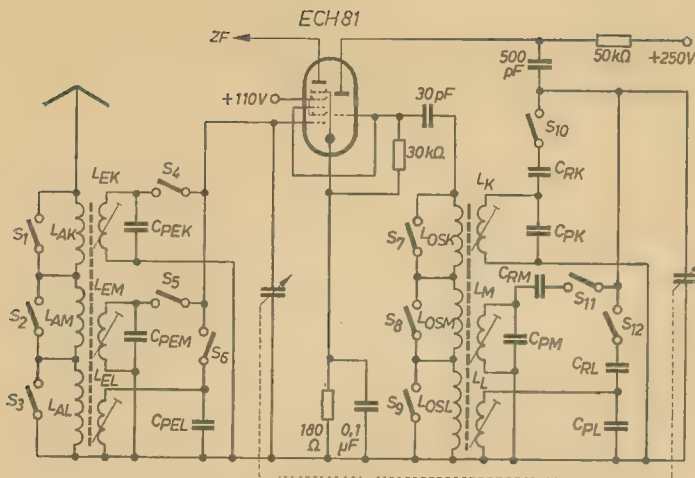
$$C_1 = 589 \text{ pF} - 180 \text{ pF} = 409 \text{ pF}$$

$$C_2' = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 218^2 \cdot 10^6 \cdot 1600 \cdot 10^{-6}} = 334 \text{ pF}$$

$$C_2 = 334 \text{ pF} - 180 \text{ pF} = 154 \text{ pF}$$

$$C_3' = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 256^2 \cdot 10^6 \cdot 1600 \cdot 10^{-6}} = 241 \text{ pF}$$

$$C_3 = 241 \text{ pF} - 180 \text{ pF} = 61 \text{ pF}$$



**Bild 3: Praktische Schaltung einer Mischstufe**

Schalter	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Kurz												
Mittel												
Lang												

Es ergeben sich die Oszillatorfrequenzen an den drei Punkten A, B und C

$$f_{01} = 164 \text{ kHz} + 468 \text{ kHz} = 632 \text{ kHz}$$

$$f_{02} = 218 \text{ kHz} + 468 \text{ kHz} = 686 \text{ kHz}$$

$$f_{03} = 256 \text{ kHz} + 468 \text{ kHz} = 724 \text{ kHz}$$

Mit den errechneten Werten von  $C_1$ ,  $C_2$  und  $C_3$  und  $f_{01}$ ,  $f_{02}$  und  $f_{03}$  können nun mit (7) und (8) wieder  $C_R$  und  $C_P$  berechnet werden.

$$C_{RL} = 564 \text{ pF} \quad C_{PL} = 515 \text{ pF}$$

Die Induktivität der Oszillatorschule wird bei der Frequenz  $f_{01}$  berechnet. Die Kreiskapazität ist in diesem Punkt

$$C_1'' = \frac{C_1 \cdot C_{RL}}{C_1 + C_{RL}} + C_{PL} = \frac{409 \text{ pF} \cdot 564 \text{ pF}}{409 \text{ pF} + 564 \text{ pF}} + 515 \text{ pF} = 237 \text{ pF} + 515 \text{ pF} = 752 \text{ pF}$$

Mit Gleichung (1) wird dann die Induktivität  $L_L$

$$L_L = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 632^2 \cdot 10^6 \cdot 752 \cdot 10^{-12}} = 84 \mu\text{H}$$

### Berechnungen im Kurzwellenbereich (5,95 MHz ... 26,1 MHz)

#### Eingangskreis

Hier beträgt die Frequenzvariation 1:4,4, das entspricht einer Kapazitätsvariation von etwa 1:19. Der Kapazitätsvariationsbereich ist wiederum durch Parallelschaltung eines Kondensators  $C_{PE}$  einzuengen

$$\frac{C_A + C_{PEK}}{C_B + C_{PEK}} = \frac{12 \text{ pF} + C_{PEK}}{513 \text{ pF} + C_{PEK}} = 19$$

$$C_{PEK} = 16 \text{ pF}$$

Damit wird die Gesamtanfangskapazität  $C_A = 28 \text{ pF}$  und die Gesamtendkapazität  $C_E = 529 \text{ pF}$ .

Die Spuleninduktivität des Eingangskreises beträgt

$$L_{EK} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 5,95^2 \cdot 10^{12} \cdot 529 \cdot 10^{-12}} \approx 1,3 \mu\text{H}$$

#### Oszillatorkreis

An den Abgleichpunkten werden folgende Frequenzen gewählt

$$f_{E1} = 6,94 \text{ MHz}$$

$$f_{E2} = 12,8 \text{ MHz}$$

$$f_{E3} = 18,74 \text{ MHz}$$

Bei diesen Frequenzen wird nun wieder die jeweilige Drehkondensatorkapazität berechnet

$$C_1' = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 6,94^2 \cdot 10^{12} \cdot 1,3 \cdot 10^{-12}} = 405 \text{ pF}$$

$$C_1 = 405 \text{ pF} - 16 \text{ pF} = 389 \text{ pF}$$

$$C_2' = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 12,8^2 \cdot 10^{12} \cdot 1,3 \cdot 10^{-12}} = 119 \text{ pF}$$

$$C_2 = 119 \text{ pF} - 16 \text{ pF} = 103 \text{ pF}$$

$$C_3' = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 18,74^2 \cdot 10^{12} \cdot 1,3 \cdot 10^{-12}} = 56 \text{ pF}$$

$$C_3 = 56 \text{ pF} - 16 \text{ pF} = 40 \text{ pF}$$

Die Oszillatorfrequenzen in den Abgleichpunkten sind

$$f_{01} = 6,94 \text{ MHz} + 468 \text{ kHz} = 7,41 \text{ MHz}$$

$$f_{02} = 12,8 \text{ MHz} + 468 \text{ kHz} = 13,27 \text{ MHz}$$

$$f_{03} = 18,74 \text{ MHz} + 468 \text{ kHz} = 19,21 \text{ MHz}$$

Für  $C_{RK}$  und  $C_{PK}$  erhält man nach den Gleichungen (7) und (8)

$$C_{RK} = 6160 \text{ pF}$$

$$C_{PK} = 20 \text{ pF}$$

Die Induktivität wird wieder bei der Frequenz  $f_{01}$  berechnet. Bei dieser Frequenz ist die wirkliche Kapazität des Oszillatorkreises

$$C_1'' = \frac{C_1 \cdot C_{RK}}{C_1 + C_{RK}} + C_{PL} = \frac{389 \text{ pF} \cdot 6160 \text{ pF}}{389 \text{ pF} + 6160 \text{ pF}} + 20 \text{ pF} = 365 \text{ pF} + 20 \text{ pF} = 385 \text{ pF}$$

Mit Gleichung (1) ermittelt man wieder die Induktivität der Oszillatorschule

$$L_K = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 7,41^2 \cdot 10^{12} \cdot 385 \cdot 10^{-12}} = 1,2 \mu\text{H}$$

### Praktische Ausführung einer Mischstufe

Es sind sämtliche frequenzbestimmenden Spulen- und Kondensatorgrößen von Eingangskreis und Oszillatorkreis eines AM-Supers berechnet. Als nächstes tritt die Frage der Dimensionierung der Spulen auf.

Nach [3] erhält man für die Eingangs- und Oszillatorkreisinduktivitäten folgende Wickeldaten:

#### Eingangskreisinduktivitäten

Wellenbereich	Induktivität in $\mu\text{H}$	Spulendaten
K	1,3	12 Wdg 0,6 CuLS Gewindekern HFG-M 6x0,5x12/12
M	154	110 Wdg 20x0,05 CuLS Gewindekern HFG-M 6x0,5x12/12
L	1600	380 Wdg 0,1 CuLS Gewindekern HFG-M 6x0,5x12/12

#### Oszillatorkreisinduktivitäten

Wellenbereich	Induktivität in $\mu\text{H}$	Spulendaten
K	1,2	11 Wdg 0,6 CuLS Gewindekern HFG-M 6x0,5x12/12
M	70	74 Wdg 20x0,05 CuLS Gewindekern HFG-M 6x0,5x12/12
L	84	84 Wdg 20x0,05 CuLS Gewindekern HFG-M 6x0,5x12/12

Die praktische Schaltung der Mischstufe eines AM-Supers (Bild 3) läßt erkennen, daß auch die Daten der Antennenspulen und Oszillator-Rückkopplungsspulen bestimmt werden müssen. Diese haben keinen Einfluß auf die Resonanzfrequenz von Eingangskreis und Oszillatorkreis und wurden deshalb in die Berechnungen nicht mit aufgenommen. Sie leiten sich aus den Kopplungsbedingungen ab, sind weniger kritisch und sollen an dieser Stelle nur angegeben werden.

Für die in Frage kommenden Spulen seien folgende Daten richtungsweisend [4]:

#### Antennenspulen

Wellenbereich	Spulendaten
K	25 Wdg 0,1 CuLS
M	280 Wdg 0,1 CuLS
L	1100 Wdg 0,1 CuLS

#### Oszillator-Rückkopplungsspule

Wellenbereich	Spulendaten
K	8 Wdg 0,1 CuLS
M	35 Wdg 0,1 CuLS
L	65 Wdg 0,1 CuLS

### Literatur

- [1] H. Meinke u. F. W. Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik; Springer-Verlag Berlin/Göttingen/Heidelberg 1956
- [2] F. Brückner: Der Gleichlauf des Empfangs- und Oszillatorkreises beim Überlagerungsempfänger; radio und fernsehen 2 (1961) S. 37 bis 41
- [3] VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik Teltow: Druckschrift über Eisenkerne
- [4] B. Pabst: Anleitung zur Fehlersuche für Rundfunkmechaniker; B. G. Teubner Verlagsgesellschaft Leipzig 1961

# Ein fremdgesteuerter Wobbelgenerator

Dr.-Ing. CH. MOELLER und Dipl.-Ing. U. PLAUSCHIN

Mitteilung aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronenröhren der Technischen Universität Dresden

Der beschriebene Wobbelmeßplatz ist für den Endabgleich elektromechanischer Bandfilter vorgesehen, läßt sich jedoch vor-  
teilhaft auch für viele andere Meßaufgaben einsetzen, bei denen es auf niedrige Wobbelfrequenz bei in weiten Grenzen  
regelbarem Frequenzhub ankommt. Das Gerät fand bei zahlreichen Entwicklungsstellen der Industrie reges Interesse. Diese  
Tatsache sollte Anlaß sein, die Situation im Angebot von Wobbelmeßgeräten kritisch zu überprüfen und nach Möglichkeiten  
zu suchen, Lücken im Sortiment durch entsprechende Neuentwicklungen zu schließen.

## Aufbau und Arbeitsweise

Der im folgenden beschriebene Wobbelgenerator ist unter dem Gesichtspunkt möglichst geringen Aufwandes als Zusatzgerät eines handelsüblichen NF-Oszilloskops (EO1/76Ta, VEB Technisch-Physikalische Werkstätten Thalheim) entwickelt worden. Der Durchstimmbereich der Mittenfrequenz wurde den gegebenen Erfordernissen entsprechend auf 400 ... 550 kHz festgelegt. Bei Bedarf ist eine Bereichserweiterung in beiden Richtungen ohne weiteres möglich. Die Wobbelfrequenz ist durch die Kippfrequenz des als Sichtgerät dienenden NF-Oszilloskops gegeben. Ihre untere Grenze liegt bei 0,1 Hz, was auch zur Darstellung der Übertragungscharakteristiken außerordentlich flankensteiler Filter völlig ausreicht. Der Frequenzhub ist von 0 ... 100 kHz kontinuierlich regelbar.

Bild 2 zeigt die Blockschaltung. Das Gerät arbeitet nach dem Überlagerungsprinzip, d. h. die eigentliche Arbeitsfrequenz wird durch Mischung aus zwei wesentlich höher liegenden Grundfrequenzen gewonnen, die von einem gewobbelten Oszillator I mit fester Mittenfrequenz und einem durchstimmbaren Oszillator II erzeugt werden. Dieses Prinzip hat zwei Vorteile. Einmal ist zur Erzielung eines großen relativen Hubes der Arbeitsfrequenz ein wesentlich kleinerer Hub der entsprechenden Grundfrequenz erforderlich. Je kleiner aber der relative Hub ist, desto günstiger liegen die Verhältnisse in bezug auf Amplitudenkonstanz des Oszillators und Linearität der Frequenzzuordnung zur Kippspannung. Zum anderen ist der Frequenzhub der Arbeitsfrequenz unabhängig von der eingestellten Mittenfrequenz. Der Hubregler ist also eichbar.

Die zur Modulation dienende Ablenkspannung des NF-Oszilloskops wird rückwirkungsfrei über einen Kippspannungs-Trennverstärker entnommen. Die am Ausgang der Mischstufe entstehende Differenzfrequenzspannung wird verstärkt. Dem Ausgangsverstärker ist ein Tiefpaß vorgeschaltet, der unerwünschte Mischprodukte unterdrückt. Die Ausgangsspannung des Meßobjektes wird über einen Katodenfolger-Tastkopf einem

des Zusammenhanges zwischen Steuerspannung und Änderung der wirksamen Kapazität aus.

Die Prinzipschaltung zeigt Bild 3. Die an den Klemmen 3-3' liegende Gleichspannung bewirkt, daß die feste Kapazität C nur während eines Bruchteils der Periodendauer an den über 1-1' liegenden, frequenzbestimmenden Schwingkreis des zu modulierenden Oszillators angeschaltet wird. Der Grundwellenanteil des

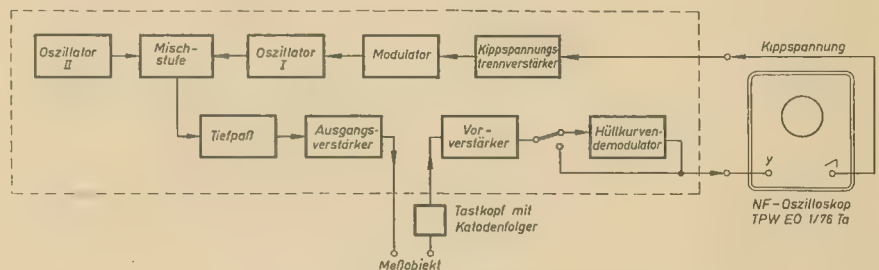


Bild 2: Blockschaltung des Wobbelmeßplatzes

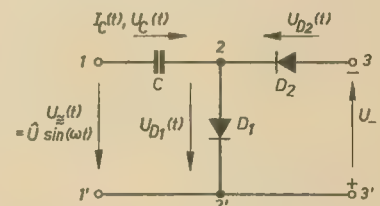


Bild 3: Prinzipschaltung des Modulators

breitbandigen Vorverstärker mit wahlweise abschaltbarem Demodulator für die Hüllkurvendarstellung zugeführt. Zur weiteren Verstärkung dient der Gleichspannungsverstärker des zur Anzeige benutzten NF-Oszilloskops.

## Das Modulationsverfahren

Das zur Frequenzmodulation des Oszillators I angewandte Modulationsverfahren beruht auf der Stromflußwinkelsteuerung einer Festkapazität [2]. Ein nach diesem Prinzip aufgebauter Modulator zeichnet sich durch extrem einfachen Aufbau und hohe Linearität

dann fließenden Stromes hängt vom durch die Diodenvorspannung einstellbaren Stromflußwinkel ab und bestimmt die an den Klemmen 1-1' wirksame Kapazität.

Im einzelnen ergibt sich folgende Funktionsweise. Stimmt die Vorspannung  $U_-$  mit der doppelten Amplitude  $2 \cdot \tilde{U}$  der an die Klemmen 1-1' gelegten Wechselspannung  $U_{\approx}(t) = \tilde{U} \cdot \sin \omega t$  überein,

$$U_- = 2 \cdot \tilde{U}, \quad (1)$$

so wird sich C während der positiven Halbwelle über  $D_1$  auf die volle Spitzenspannung  $\tilde{U}$  aufladen und so verbleiben. Die Spannung in der Masche 2-1-1'-2',

$$U_{D1}(t) = -\tilde{U} + \tilde{U} \sin \omega t, \quad (2)$$

ist ebenso wie die Spannung in der Masche 3-3'-1'-1-2,

$$U_{D2}(t) = -U_- - \tilde{U} \sin \omega t + \tilde{U} = -\tilde{U} - \tilde{U} \sin \omega t, \quad (3)$$

immer negativ. Das bedeutet, daß beide

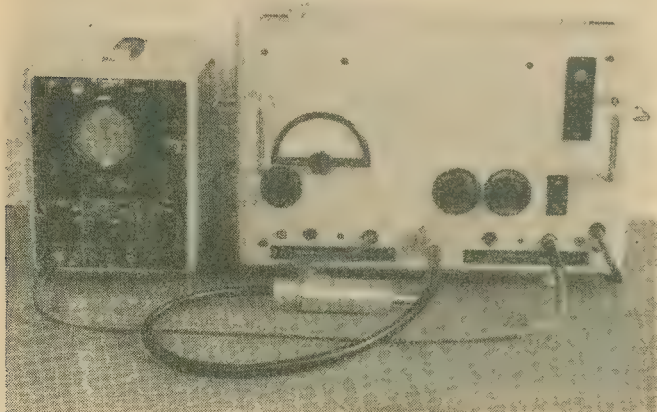


Bild 1: Gesamtansicht des Wobbelmeßplatzes

Dioden ständig gesperrt sind. Die Kapazität C ist wirkungslos. Ist

$$U_- < 2 \cdot \bar{U}, \quad (4)$$

so wird der Kondensator C während der positiven Halbwelle der Wechselspannung nach wie vor über die Diode D<sub>1</sub> auf die volle Spitzenspannung  $\bar{U}$  aufgeladen, wird jedoch nur so lange diese Spannung halten, wie

$$U_{\approx}(t) > \bar{U} - U_- \quad (5)$$

gilt. Bei

$$U_{\approx}(t) = \bar{U} - U_- \quad (6)$$

wird die Diode D<sub>2</sub> leitend. Damit folgt  $U_C(t)$  dem Verlauf  $U_{\approx}(t) + U_-$ , bis  $U_{\approx}(t)$  seinen Minimalwert erreicht. Die Spannung über dem Kondensator ist dann gerade

$$U_C(t_0) = U_- - \bar{U}. \quad (7)$$

Jetzt bleiben beide Dioden gesperrt, bis wieder

$$U_{\approx}(t) = U_C(t_0) \quad (8)$$

wird.

Das ist bei  $t_4$  der Fall. Jetzt öffnet D<sub>1</sub>.  $U_C(t)$  folgt erneut der Spannung  $U_{\approx}(t)$  bis zu deren Maximalwert.

Der Verlauf der Kondensatorspannung  $U_C(t)$  ist im Bild 4a dargestellt. Bild 4b zeigt den durch

$$I_C(t) = C \frac{dU_C(t)}{dt} \quad (9)$$

gegebenen Eingangsstrom. Als Grundwellen-Blindanteil ergibt sich nach *Fourier*

$$I_b(t) = \left( \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_C(t) \cos \omega t \, d\omega t \right) \cdot \cos \omega t = \left( 2 \frac{\bar{U} \omega C}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}-\alpha}^{\frac{\pi}{2}} \cos^2 \omega t \, d\omega t \right) \cdot \cos \omega t$$

$$= \bar{U} \omega \frac{C}{\pi} \left( \alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \cdot \cos \omega t \quad (10)$$

Darin ist  $\alpha$  der Stromflußwinkel, der durch die Vorspannung mit

$$\alpha = \arccos \left( \frac{U_-}{\bar{U}} - 1 \right) \quad (11)$$

gegeben ist. Aus Gleichung (10) entnimmt man als für die Grundwelle wirksame Kapazität

$$C_w = \frac{C}{\pi} \left( \alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \quad (12)$$

Das zugehörige Diagramm zeigt Bild 5. Man erkennt den in weiten Grenzen linearen Verlauf.

### Beschreibung der Schaltung

Die Gesamtschaltung des Wobbelgenerators zeigt Bild 6. Der oben beschriebene Modulator arbeitet mit den Germaniumdioden OA 685. Es werden zwei gleiche Modulatoren (D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, C<sub>20</sub> und D<sub>4</sub>, D<sub>5</sub>, C<sub>18</sub>) parallel betrieben. Der Kippspannungs-Trennverstärker ist mit der Doppeltriode ECC 82 bestückt (Rö<sub>2</sub>). Das erste System arbeitet als Katodenfolger, das zweite System als Steuerstufe für den Modulator. Der Verstärker ist wegen der niedrigen Kippfrequenz direkt gekoppelt. Der Maximalwert der an R<sub>27</sub> abfallenden Sägezahnspannung muß von Spitze zu Spitze 4 V betragen. Der überlagerte Gleichspannungsanteil legt den Arbeitspunkt des Modulators fest und liegt bei 11,5 V. Zu seiner genauen Einstellung dient der Regler P<sub>4</sub>. Um zu verhindern, daß sich der Arbeitspunkt des Modulators und

damit die Ausgangsmittenfrequenz bei Betätigung des Hubreglers P<sub>3</sub> verschieben, wird der an P<sub>2</sub> liegende, vom Ruhestrom des Katodenfolgers abhängige Gleichspannungsanteil kompensiert. Zur genauen Einstellung der Kompensationsspannung dient der Regelwiderstand P<sub>6</sub>. Mit P<sub>2</sub> wird der gewünschte Regelbereich des Hubreglers festgelegt.

Die Mittenfrequenz des gewobbelten Oszillators liegt bei 5 MHz. Der Oszillator ist in Meißnerschaltung aufgebaut. Um eine durch Änderung des Modulatorwiderstandes bedingte Amplitudenmodulation der Oszillatorspannung zu verhindern, wurde der frequenzbestimmende Anodenkreis mit 5 kΩ stark bedämpft. Damit trotzdem ein sicheres Anschwingen gewährleistet bleibt, wurde als Röhre eine steile Pentode (EF 80) verwendet. Als Generator der von 4,45 ... 4,6 MHz durchstimmbaren Festfrequenz dient der Triodenteil der ECH 81 (Rö<sub>1</sub>). Im Heptodenteil erfolgt die Mischung mit der Gleitfrequenz.

Ein einstufiger RC-Verstärker mit nachgeschaltetem Katodenfolger zur Impedanzwandlung bringt die am Ausgang des Tiefpasses liegende Differenzfrequenzspannung auf etwa 3,5 V. Der Verstärkerinnenwiderstand beträgt ungefähr 200 Ω. Die Ausgangsspannung läßt sich am Potentiometer P<sub>5</sub> regeln.

Der Meßwert-Vorverstärker wurde dreistufig mit Katodenfolger-Ausgang ausgeführt (Rö<sub>3</sub> und Rö<sub>4</sub>). Der Arbeitswiderstand der gleich-

artigen Stufen ist durch die obere Grenzfrequenz bestimmt. Für einen Verstärkungsabfall von 2% bei 600 kHz und einer Stufenausgangskapazität von etwa 15 pF ergeben sich 3 kΩ. Zur Hüllkurvendemodulation dient die Germaniumdiode OA 685 (D<sub>1</sub>).

### Einsatz des Wobbelmeßplatzes

Beim Anschalten des Meßobjektes ist der Innenwiderstand des Generators ausgangseitig zu berücksichtigen. Bei Filterschaltungen gehen Quell- und Abschlußwiderstände wesentlich auf die Filtereigenschaften ein. Die vorgegebenen Filtercharakteristiken werden nur mit exakten ein- und ausgangseitigen Abschlußwiderständen erreicht. Für mechanische Filter liegen diese z. B. bei 20 kΩ.

Am einfachsten wird der geforderte Quellwiderstand verwirklicht, indem man durch Vorschalten eines geeigneten zusätzlichen Widerstandes den Senderinnenwiderstand auf den gewünschten Wert vergrößert. Die zweite Möglichkeit besteht darin, das Meßobjekt über einen Reihenkontensator anzuschalten. Das letztgenannte Verfahren ist oftmals günstiger, da bei entsprechender Wahl der Kapazität der zur Speisung des Meßobjektes verfügbare Kurzschlußstrom größer ist. Die Generatorspannung beträgt, wie erwähnt, 3,5 V. Bei einem entsprechenden Vorwiderstand von R<sub>V</sub> = 20 kΩ ergibt sich ein Kurzschlußstrom von 0,175 mA. Bei Einspeisung über einen

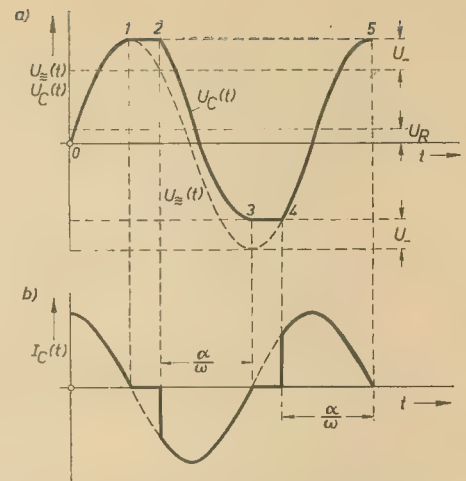


Bild 4: Zeitlicher Verlauf der Kondensatorspannung und des Eingangsstromes des Modulators  
0—1, 4—5: Diode D<sub>1</sub> geöffnet  
2—3: Diode D<sub>2</sub> geöffnet  
1—2, 3—4: beide Dioden gesperrt  
 $U_R = \frac{U_-}{2}$  Richtspannung über C

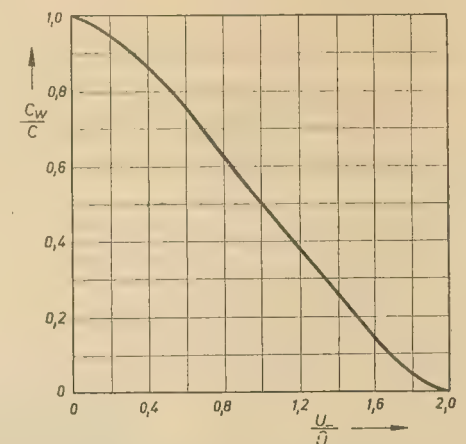


Bild 5: Die wirksame Eingangskapazität des Modulators in Abhängigkeit von der Vorspannung

Kondensator C<sub>8</sub> wird auf Grund des Generatorinnenwiderstandes R<sub>1</sub> am Filtereingang ein durch

$$R_p = R_1 \left[ 1 + \frac{1}{(\omega R_1 C_8)^2} \right] \quad (13)$$

gegebener Parallel-Dämpfungswiderstand wirksam. Mit C<sub>8</sub> = 175 pF ergeben sich für R<sub>p</sub> gerade die im Beispiel geforderten 20 kΩ. Der verfügbare Kurzschlußstrom ist mit 1,73 mA etwa zehnmal so groß wie bei rein ohmscher Einspeisung.

Die Auswertung des Schirmbildes wird durch eine vorgesetzte Rasterscheibe erleichtert (Bild 8). Der dort angegebene relative Frequenzmaßstab ist mit dem am geeichten Hubregler eingestellten Frequenzhub zu multiplizieren. Schaltungstechnisch bedingt verläuft der Frequenzmaßstab entgegen dem üblichen Brauch von rechts nach links.

Das im Bild 8 dargestellte Oszillogramm ist die Übertragungscharakteristik eines mechanischen Bandfilters mit einer Bandbreite von 35 kHz, wie es in mit Kleinhub-Frequenzmodulation arbeitenden Funksprechgeräten benutzt wird. Der Dämpfungsmaßstab der

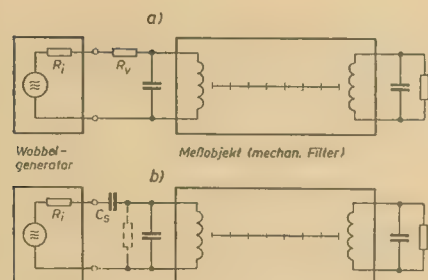
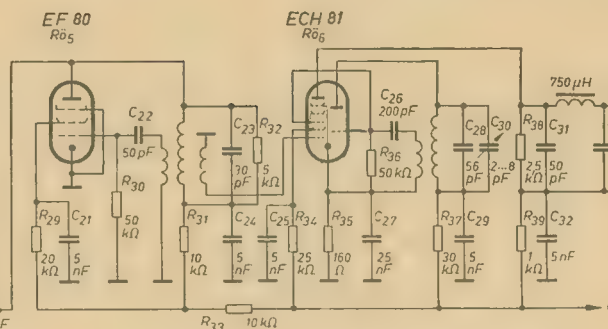
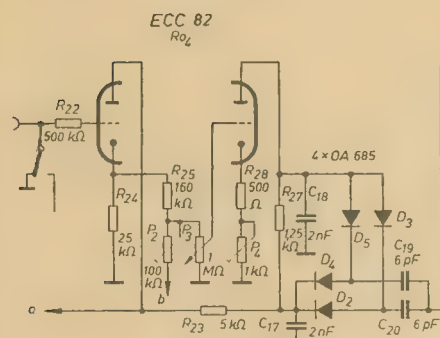
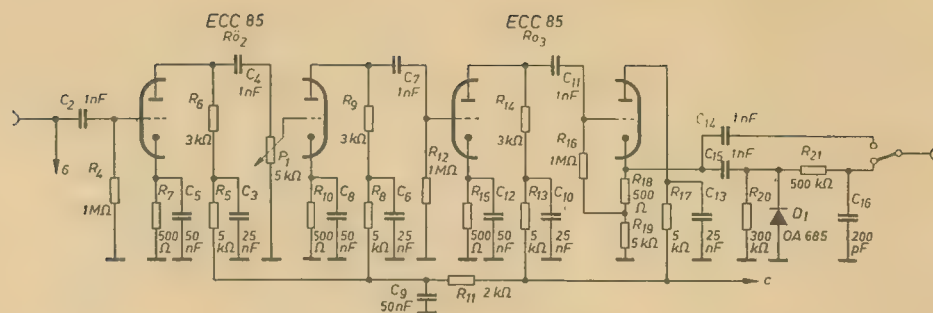
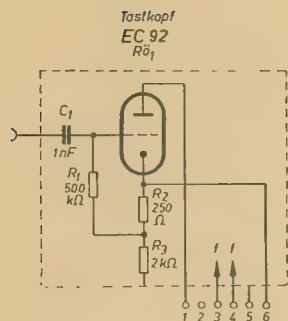


Bild 6: Stromlaufplan des Wobbelgenerators

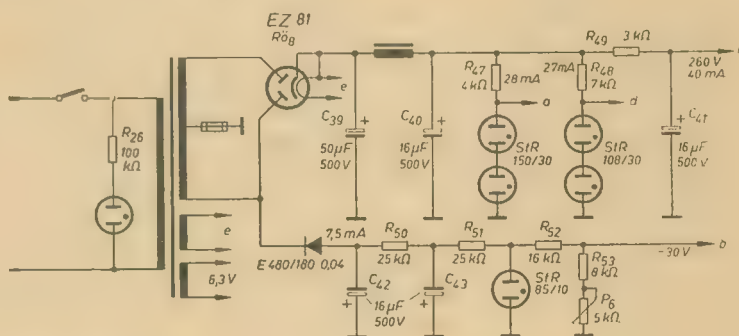
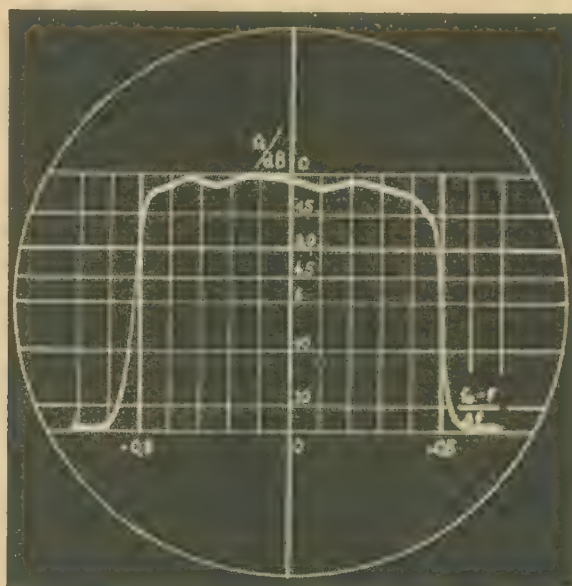


Bild 7: Möglichkeiten für das Anschalten des Meßobjektes

Bild 8: Übertragungscharakteristik eines neunkreisigen elektromechanischen Filters



Rasterscheibe erlaubt eine ausreichend genaue Kontrolle der als Qualitätsmerkmal geltenden Welligkeit im Durchlaßbereich. Die Verstärkungsreserve reicht aus, um auch das für mechanische Filter wesentliche Nebenwellenverhalten kontrollieren zu können, selbst wenn die Nebenwellendämpfung größer als 80 dB ist. Man spart so die zur Qualitätskontrolle notwendige und sehr zeitraubende statische Messung des Sperrbereiches.

Zur frequenzmäßigen Eichung des Wobbelmeßplatzes wird der Kippgenerator des NF-Oszilloskops abgeschaltet. Der Leuchtpunkt läßt sich dann durch Betätigung des Kippfeinreglers von Hand seitlich verschieben. Durch Frequenzmessung am Ausgang des Wobblersenders, z. B. mittels Zählfrequenzmessers, läßt sich sehr einfach die gewünschte Frequenzzuordnung zur entsprechenden Lage des Leuchtpunktes ermitteln.

## Literatur

- [1] U. Plauschin: Entwicklung und Aufbau eines speziellen Wobbelmeßplatzes. Diplomarbeit TU Dresden 1962; Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronenröhren
- [2] R. Otto: Frequenzmodulation durch einen Kondensator mit gesteuertem Stromflußwinkel. Frequenz 5 (1951), H. 11 und 12, S. 323 bis 327

## Neuerscheinungen

des VEB VERLAG TECHNIK

St. Wegrzyn

Operatorentechnik in der Elektrotechnik

Übersetzung aus dem Polnischen  
300 Seiten, 189 Bilder, Kunstleder 28,— DM

Autorenkollektiv

Die elektrische Anlage des Kraftfahrzeuges

2. berichtigte Auflage  
568 Seiten, zahlreiche Bilder, Kunstleder 42,80 DM

K. Streng

UHF-Fernsehempfang

208 Seiten, 2 Beilagen, zahlreiche Bilder und Tafeln,  
Ganzleinen 15,— DM

B. Pabst

Bauelemente der Rundfunktechnik

3. erweiterte Auflage  
288 Seiten, 310 Bilder, Halbleinen 12,— DM

# Ein regelbarer Trenntransformator

FELIX SCHÖBL

## Verwendungszweck

Das nachfolgend beschriebene Gerät erfüllt im wesentlichen zwei Funktionen:

1. Die Netzspannung kann auf den Sollwert von  $U = 220\text{ V}$  eingeregelt werden
2. Bei Arbeiten an Allstromgeräten sind Netz und Gerät galvanisch getrennt

Das Gerät ist besonders für den Fernsehservice gedacht. Es erschien daher zweckmäßig, noch einige zusätzliche Verwendungsmöglichkeiten vorzusehen, ohne dabei Gewicht oder Abmessungen des Geräts unnötig zu vergrößern.

## Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung des Gerätes. Die Netzspannung gelangt über  $S_1$  und  $S_i$  an den Regeltrafo  $Tr_1$ . An  $Bu_1$  können Verbraucher angeschlossen werden, für die eine geregelte Spannung nicht nötig ist (z. B. Lötkolben). Die Anzapfungen 1 bis 22 des Transformators  $Tr_1$  führen zum Wahlschalter  $S_2$ . Für  $S_2$  wurde eine handelsübliche Form mit  $1 \times 23$  Kontakten bei 2 A Maximalstrom gewählt. Die Ausgangsspannung kann an  $Bu_2$  entnommen werden.

Zur Kontrolle von Spannungen und Strömen wird das Meßinstrument M benutzt. Es kann über den Wahlschalter  $S_2$  ( $2 \times 5$  Kontakte) in fünf verschiedenen Funktionen als Indikator dienen. Die einzelnen Funktionen werden später erläutert.

Da eine galvanische Trennung der Sekundärspannung vom Netz gefordert wird, scheidet der in mancher Hinsicht vorteilhaftere Spartrafo aus.

Für die Größe von  $Tr_1$  ist die gewünschte Leistung maßgebend. Die mit P-Röhren bestückten TV-Geräte benötigen im Durchschnitt 150 VA, so daß man mit einem Blechschnitt M 102 mit 35 mm Paketstärke auskommt. Für das Mustergerät wurde ein schadhafter Neumann-Netztransformator N 102 U verwendet und neu gewickelt.

Für eine möglichst stufenlose Regelung der Sekundärspannung in einem großen Bereich wurden primär die Anzapfungen 1 bis 22 vorgesehen. Die Sekundärspannung ändert sich damit je Schaltstufe um etwa 2,5 V. Die Anzapfungen reichen aus, um bei Primärspannungen im Bereich von etwa 180 V ... 245 V eine Sekundärspannung von 220 V zu gewährleisten. Bei Belastung wird der Regelbereich etwas geringer.

Diese Art der Spannungsregelung hat sich im Mustergerät bewährt, obwohl beim Schalten an  $S_2$  infolge der Kurzschluß- und Induktionsströme mit starker Funkenbildung zu rechnen war. Eine Funktionsprüfung ergab, daß bei 200 VA Belastung die Schaltfunken vernachlässigbar klein blieben. Der Verfasser verwendet an einem anderen Transformator das gleiche Schaltprinzip schon seit Jahren, ohne daß die Schaltkontakte auch nur den geringsten Schaden genommen hätten.

## Wickeldaten für $Tr_1$

### Primär:

0 bis 1 600 Wdg. 0,6 mm  $\varnothing$  CuL  
1 bis 22 je 10 Wdg. 0,6 mm  $\varnothing$  CuL

### Sekundär:

770 Wdg. 0,6 mm  $\varnothing$  CuL

Der erforderliche Draht ist nur dann unterzubringen, wenn lagenweise gewickelt wird. Bei sorgfältiger Arbeit reicht der Wickelraum gut aus.

Wie noch später erwähnt wird, soll mit dem Meßinstrument M auch der Sekundärstrom von  $Tr_1$  gemessen werden. Um einen unnötigen Spannungsabfall zu vermeiden, wurde der sonst übliche Widerstand, dessen Spannungsabfall der Stromstärke proportional ist, nicht verwendet. Im Mustergerät arbeitet  $Tr_2$  als Stromwandler. Der Spannungsabfall an der Primärwicklung ist dadurch vernachlässigbar klein. Für  $Tr_2$  gelten folgende Daten:

Primär: 14 Wdg. 0,7 mm  $\varnothing$  CuL  
Sekundär: 6000 Wdg. 0,1 mm  $\varnothing$  CuL  
Eisenquerschnitt  $F = 1,4\text{ cm}^2$

Zum Nachbau wählt man die Kerngröße M 42. Die Wirkung von  $Tr_2$  beruht darauf, daß das von der Primärwicklung P erzeugte magnetische Wechselfeld der durch P fließenden Stromstärke proportional ist. Die an P abfallende geringe Spannung wird beim Mustergerät mit einem Übersetzungsverhältnis  $u = 1:430$  hinauftransformiert und reicht aus, um bei einem Verbraucherstrom  $I_v = 1\text{ A}$  Vollausschlag des Instruments M zu bewirken.

$Tr_2$  ist ein Transformator, der für eine noch zu beschreibende Meßfunktion eine Spannung von etwa 12 V liefert. Wickeldaten werden nicht genannt, da sie sehr von der Art des Instrumententyps abhängen und dieser Transformator u. U. weggelassen kann.

## Meßgerät

Zur ständigen Kontrolle der Sekundärspannung von  $Tr_1$  ist ein Voltmeter unbedingt erforderlich. Die Meßgenauigkeit ist von der Qualität des verwendeten Meßgeräts abhängig. Für den Service braucht man die Ansprüche nicht zu hoch zu treiben.

In der Schaltung wurde versucht, das Meßgerät recht vielseitig auszunutzen, wobei die Interessen des Servicetechnikers besonders beachtet wurden. Im Mustergerät wurde ein vorhandenes Drehspulmeßgerät mit etwa

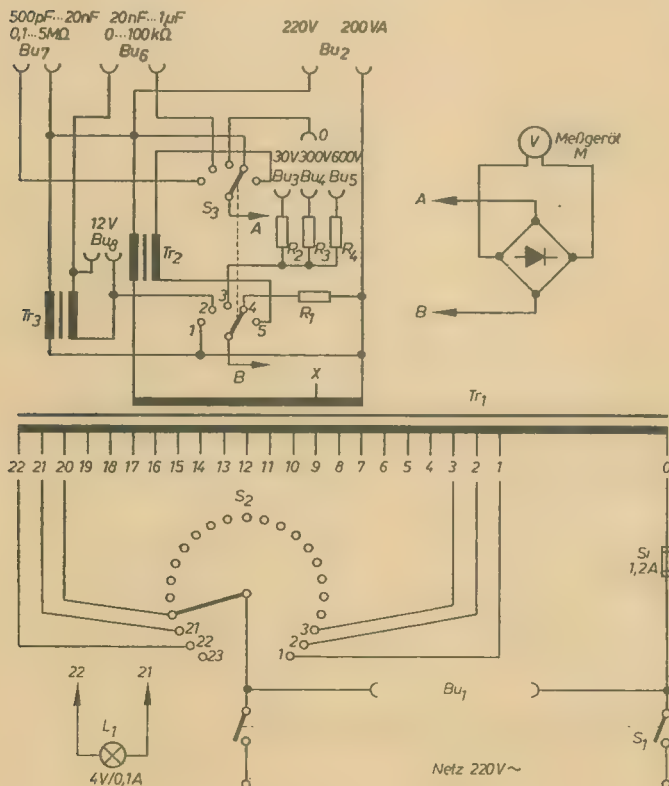
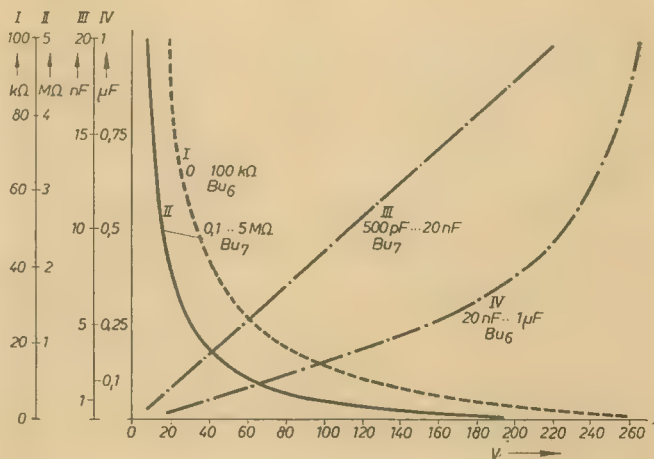


Bild 1: Schaltung des Geräts

Bild 2: Eichkurven für Widerstands- und Kapazitätsmessungen



1 mA Vollausschlag verwendet. Als Meßgleichrichter diente ein sogenannter „Malkäfer“. Die Instrumentenskala konnte den neuen Anforderungen entsprechend nicht mehr verwendet werden und wurde durch eine neue ersetzt.

In Schaltstellung 4 von  $S_2$  wird die an  $Bu_2$  stehende Ausgangsspannung gemessen.  $R_1$  ist so gewählt, daß bei 300 V der Zeiger voll ausschlägt. Die Volt-Skala des Instruments wurde nach diesem Skalenendwert geeicht.

In Schaltstellung 5 liegt an M die Sekundärspannung des Stromwandlers  $Tr_2$ . Dessen Übersetzungsverhältnis ist dem Meßgerätetyp entsprechend experimentell so angepaßt, daß ein Verbraucherstrom von 1 A Vollausschlag des Instruments hervorruft. Man wickelt zweckmäßigerweise die Primärwicklung von  $Tr_2$  nur halb, dann wird die Sekundärwicklung aufgebracht. Anschließend wird das Blechpaket des Trafos geschichtet und die Primär-

triebsspannungen, während der größte Bereich mitunter bei Messungen an Netztransformatoren und Siebketten erforderlich ist. Die Vorwiderstände  $R_2$ ,  $R_3$  und  $R_4$  sind so zu bemessen, daß bei den genannten Spannungen Vollausschlag erreicht wird. Im Mustergerät ergaben sich folgende Werte:  $R_1 = R_2 = 155 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 8 \text{ k}\Omega$  und  $R_4 = 320 \text{ k}\Omega$ .

Hat der Umschalter  $S_2$  mehr als fünf Kontaktpaare, kann man für alle drei Meßbereiche nur ein Buchsenpaar vorsehen und auf den jeweiligen Vorwiderstand umschalten. Schließlich könnte in einer weiteren Schaltstellung über einen Vorwiderstand die Netzspannung an M gelegt werden. In diesen Fällen müßte  $S_2$   $2 \times 8$  Kontakte haben.

Da der Servicetechniker bei der Fehlersuche öfter Bauteile auf Durchgang, Unterbrechung oder Kurzschluß überprüfen muß, ist Schaltstellung 1 bzw. 2 dafür vorgesehen.

Forderung gilt, daß im niedrigen Meßbereich ein Kurzschluß der Meßbuchsen  $Bu_2$  der Durchgangsprüfung entspricht und etwa Vollausschlag an M bewirken soll. Der höhere Meßbereich soll lückenlos an den niederen anschließen und bis mindestens  $2 \text{ M}\Omega$  reichen.

Es ist nicht zu empfehlen, gesonderte Ohm-Skalen am Meßgerät anzubringen. Bei einem Instrumentendurchmesser von 60 mm ist das schon aus Platzgründen kaum möglich. Man wird vielmehr grafische Darstellungen verwenden. Bild 2 zeigt die Kurven I und II für die beiden Meßbereiche des Mustergeräts.

Es entspricht der Eigenart der Hyperbel, daß die Ablesegenauigkeit in beiden Bereichen nach den größeren Widerstandswerten hin abnimmt. Da es aber im Service hauptsächlich auf die Funktionsprüfung und erst in zweiter Linie auf den genauen Wert ankommt, reicht die Meßmethode im allgemeinen für die Praxis aus.

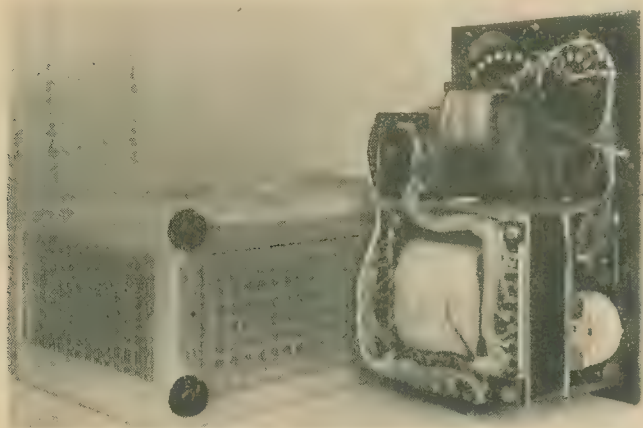


Bild 3: Aufbau des Geräts



Bild 4: Vorderansicht des Geräts

wicklung vervollständigt, die also auf die Sekundärwicklung zu liegen kommt. Es ist zu empfehlen, für diese Arbeit isolierte Litze zu verwenden, da dann das „Durchfadeln“ beim Wickeln einfacher ist. Man wickelt so lange, bis der erwünschte Endausschlag erreicht wird (gleichen Wickelsinn beachten!).

Die Ampere-Skala wurde in 0,1 A unterteilt und in roter Farbe unterhalb der Volt-Skala angebracht.

Da die Strommessung immer bei  $U = 220 \text{ V}$  erfolgt, kann das Meßgerät in Stellung 5 des Schalters  $S_2$  auch als Wattmeter verwendet werden. Dabei gilt die Beziehung  $N = 220 \cdot I$  ( $N$  in W,  $I$  in A).

Da für den Servicetechniker die Leistungsaufnahme eines Gerätes aufschlußreich für die Fehlersuche sein kann, wurde eine besondere Watt-Skala gezeichnet. Sie liegt oberhalb der Volt-Skala und ist von 20 W zu 20 W unterteilt. Analog zum Strommeßbereich liegt der Skalenendwert bei 220 W.

In Schaltstellung 3 können an den entsprechenden Buchsen folgende Gleich- und Wechselspannungen gemessen werden:

- Bu 3 bis 30 V
- Bu 4 bis 300 V
- Bu 5 bis 600 V

Die Skalenwerte sind der schon vorhandenen Volt-Skala angepaßt. Der niedrigste Bereich ist vorzugsweise für Heizspannung gedacht, der mittlere Bereich erfaßt die üblichen Be-

In Schaltstellung 2 erfolgt die Durchgangsprüfung hoch- und niederohmiger Bauteile. Dazu liefert  $Tr_2$  eine Spannung von etwa 12 V, die an M etwa 90% des Vollausschlags hervorruft. Beim Nachbau kann man auf  $Tr_2$  verzichten, wenn man  $Tr_1$  bei X so anzapft, daß man die nötige Spannung erhält. Ein getrennter Trafo ist insofern günstig, als dann das Spannungspotential nicht mit dem der Sekundärspannung von  $Tr_1$  gekoppelt ist. Beim Mustergerät wurde die Spannung von 12 V an  $Bu_2$  nach außen geführt und steht für die verschiedensten Zwecke zur Verfügung. Der Verfasser verwendet sie u. a. zur Speisung einer kleinen Handlampe, mit der bei Reparaturarbeiten die betreffenden Stellen des schadhafte n Geräts beleuchtet werden können.

An  $Bu_2$  können Widerstände bis etwa  $100 \text{ k}\Omega$  gemessen werden. Größere Widerstände können in Schaltstellung 1 an  $Bu_2$  untersucht werden. Als Meßspannung wird dazu die Sekundärspannung von  $Tr_1$  verwendet. Der Meßbereich schließt an den von Stellung 2 an und reicht bis etwa  $5 \text{ M}\Omega$ . Damit können alle üblichen Widerstandswerte erfaßt werden.

Beim Nachbau ist zu beachten, daß die erwähnten Meßspannungen von 12 V bzw. 220 V dem verwendeten Instrumententyp angepaßt sind. Moderne Instrumente sind im allgemeinen empfindlicher als das verwendete Meßgerät älterer Bauart, so daß die Meßspannungen niedriger zu wählen sind. Als

Nach dem gleichen Verfahren kann auch die Kapazität von Kondensatoren gemessen werden. Bild 2 zeigt die Kurven III und IV für die beiden Kondensatormebereiche. Nach  $R = 1/(\omega \cdot C)$  und  $R = U/I$  gilt  $1/(\omega \cdot C) = U/I$ . Aufgelöst nach C erhält man  $C = I/(\omega \cdot U)$ . Da  $\omega$  und U konstant sind, erhält man  $C = 1/k_1 \cdot I$  und damit die Gleichung einer Geraden.

Bei Kapazitätswerten über  $0,5 \mu\text{F}$  ist der Wechselstromwiderstand so niedrig, daß der Kondensator für die Meßspannung fast einen Kurzschluß bedeutet. Daher ist das letzte Stück der Kurve IV für die Messung von Kapazitäten kaum brauchbar. Man kann also insgesamt einen Bereich von etwa  $500 \text{ pF}$  bis  $0,5 \mu\text{F}$  erfassen.

Für die Größe der Meßspannungen und die Wahl der Meßbereiche gilt sinngemäß das bei der Widerstandsmessung Gesagte.

In der Praxis wird man folgendes beachten: Ein zu prüfender Widerstand kann sofort an die betreffenden Buchsen gelegt werden, da er entweder den vorgeschriebenen oder höheren Widerstand aufweisen wird. Bei Kondensatoren ist aber unbedingt zuerst die Messung an  $Bu_2$  auszuführen, da der Kondensator einen Schluß haben kann. Bei schadhafte m Kondensator könnten an  $Bu_2$  wegen der höheren Meßspannung der Meßgleichrichter oder das Instrument Schaden nehmen.

Die grafischen Darstellungen nach Bild 2 sind

Fortsetzung auf Seite 160

# Netzgleichrichter, Transformatorberechnung

S. GOEDICKE

Eine Leserschrift, die sich auf den in radio und fernsehen 10 (1962) S. 324 und 325 erschienenen Beitrag „Transformatorberechnung — ganz einfach“ bezog, gibt uns Veranlassung, noch einmal auf dieses Thema zurückzukommen. Zur Kontrolle der Transformatorberechnung wurde mit den im erwähnten Beitrag angegebenen Werten ein Netzgerät aufgebaut. Bei Dauerbelastung trat eine Übertemperatur von 75 °C auf. Diese liegt weit über den zulässigen Grenzen, da für einen einfachen Transformator mit üblicher Isolation und ohne Tränkung maximal 45 °C zulässig sind. Dieser Versuch war für uns deshalb so interessant, da die im Heft 10 angegebenen Werte weit verbreitet sind. Es zeigte sich aber, daß diese in der Industrie, die unbedingt mit einer entsprechenden Sicherheit rechnen muß, nicht benutzt werden können.

Die Annahme, daß ein Transformator mit dem 1,2fachen Gleichstrom bei der Einwegschaltung und dem 0,65fachen Gleichstrom bei der Doppelwegschaltung je Weg belastet wird, ist falsch.

Die Erwärmung des Transformators entsteht durch die Eisen- und Kupferverluste und ist vom effektiven Belastungsstrom abhängig.

Da bei der Einwegschaltung nur eine halbe Periode zur Gleichrichtung ausgenutzt wird, und der Gleichstrom für die ganze Periode aufgebracht werden muß, ist es erklärlich, daß der effektive Wechselstrom mindestens den 2fachen Wert betragen muß. Es müssen also die auftretenden Stromspitzen, die durch die kapazitive Belastung des Gleichrichters entstehen, in die Rechnung einbezogen werden. Die am Kondensator stehende Spannung wirkt der Transformatorspannung entgegen.

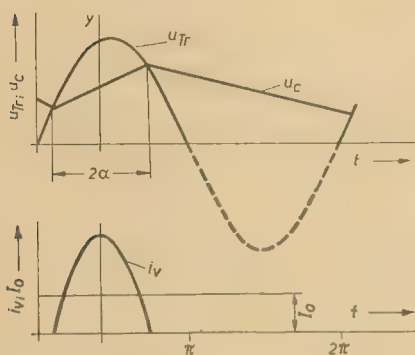


Bild 1: Strom- und Spannungsverlauf in der Einwegschaltung

Es fließt also nur ein Ventilstrom, wenn die Transformatorspannung größer als die am Kondensator stehende Spannung ist. Die Aufladedauer des Kondensators erstreckt sich über den Stromflußwinkel  $2\alpha$ . Die integrierte Ventilstromfläche muß die Fläche für den Gleichstrom  $I_0 \cdot 2\pi$  der Einwegschaltung und  $I_0 \cdot \pi$  für die Ausnützung beider Halbwellen zur Gleichrichtung aufbringen.

Es ist also erklärlich, daß dabei Ventilsitzenströme fließen, die bei der Einwegschaltung den 6...7fachen und bei der Zweiwegschaltung den 3...4fachen Wert des Gleichstromes betragen können. Diese Tatsache ist besonders bei der Anwendung von Germanium- und Siliziumflächengleichrichtern zu beachten, da

diese Halbleiter durch derartige Spitzenströme zerstört werden können.

Setzt man die y-Achse des Koordinatensystems  $i = f(\omega t)$  direkt in die Mitte des Scheitelstromes (Bild 1), dann läßt sich die Stromkurve angenähert nach einer Kosinusfunktion beschreiben.

$$i_v = I_v \cos \frac{180^\circ}{2\alpha} \cdot \omega t$$

Der Mittelwert des Sekundärstromes für die Einwegschaltung ergibt sich, wenn für  $180^\circ/2\alpha = m$  gesetzt wird, aus

$$\begin{aligned} I_0 \cdot 2\pi &= \int_{-\alpha}^{+\alpha} I_v \cos(m\omega t) d(\omega t) \\ I_0 \cdot 2\pi &= I_v \left[ \frac{\sin m\alpha}{m} \right]_{-\alpha}^{+\alpha} \\ &= \frac{I_v}{m} [\sin m\alpha - \sin m(-\alpha)] \end{aligned}$$

Wird für  $m = 180^\circ/2\alpha$  gesetzt und die Gleichung nach  $I_v$  umgestellt, so ergibt sich der maximale Ventilsitzenstrom.

$$I_v = I_0 \cdot \pi \cdot \frac{180^\circ}{2\alpha} \quad (1)$$

Die Wahl des Gleichrichters ist von diesem Ventilstrom und der maximalen Sperrspannung abhängig. Die Sperrspannung beträgt bei der Einwegschaltung

$$U_{sp} = 2 \cdot U_{eff} \cdot \sqrt{2}$$

Der Strom, der für die Berechnung des Transformators entscheidend ist, ist der effektive Ventilstrom.

$$I_{eff}^2 \cdot 2\pi = \int_{-\alpha}^{+\alpha} I_v^2 \cos^2 \left( \frac{180^\circ}{2\alpha} \omega t \right) d(\omega t)$$

Für  $180^\circ/2\alpha$  wird wieder  $m$  gesetzt und für

$$m\omega t = Z$$

$$m d(\omega t) = dZ$$

$$d(\omega t) = \frac{dZ}{m}$$

$$I_{eff}^2 \cdot 2\pi = I_v^2 \cdot \frac{1}{m} \int_{-\alpha}^{+\alpha} \cos^2 Z dZ$$

$$I_v^2 \cdot \frac{1}{m} \left[ \frac{1}{4} \sin 2Z + \frac{1}{2} Z \right]_{-\alpha}^{+\alpha}$$

Setzt man die Grenzen  $-\alpha$  und  $+\alpha$  ein und

für  $m = 180^\circ/2\alpha$ , so ergibt sich der effektive Ventilstrom zu

$$I_{eff} = I_v \sqrt{\frac{\alpha}{2\pi}}$$

Für  $I_v$  setzen wir Gleichung (1) ein und erhalten den effektiven Ventilstrom in Abhängigkeit vom Gleichstrom und dem Stromflußwinkel  $2\alpha$ .

$$I_{eff} = I_0 \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\frac{180^\circ}{2\alpha}} \quad (2)$$

In der Zweiwegschaltung teilt sich der Strom in zwei Wege und wir erhalten aus den Gleichungen (1) und (2):

$$I_v = I_0 \cdot \pi \cdot \frac{180^\circ}{4\alpha} \quad (3)$$

$$I_{eff} = I_0 \cdot \frac{\pi}{4} \cdot \sqrt{\frac{180^\circ}{2\alpha}} \quad (4)$$

Für die Graetzschaltung ergeben sich folgende Gleichungen:

$$I_0 \cdot \pi = \int_{-\alpha}^{+\alpha} I_v \cos \left( \frac{180^\circ}{2\alpha} \omega t \right) d(\omega t)$$

$$I_v = I_0 \cdot \pi \cdot \frac{180^\circ}{4\alpha} \quad (5)$$

und für den Effektivstrom

$$I_{eff}^2 \cdot \pi = \int_{-\alpha}^{+\alpha} I_v^2 \cos^2 \left( \frac{180^\circ}{2\alpha} \omega t \right) d(\omega t)$$

Das Integral ausgerechnet und für  $I_v$  Gleichung (5) eingesetzt, ergibt den effektiven Wechselstrom in der Sekundärwicklung.

$$I_{eff} = \frac{I_0 \cdot \pi}{\sqrt{8}} \cdot \sqrt{\frac{180^\circ}{2\alpha}} \quad (6)$$

In den meisten Fällen bewegt sich in der Praxis der Stromflußwinkel  $2\alpha$  in den Größenordnungen  $80^\circ \dots 100^\circ$ . Das entspricht bei der Einwegschaltung einem Widerstandsverhältnis  $R_a/R_l = 10,2 \dots 23,2$  und bei Ausnützung beider Halbwellen zur Gleichrichtung  $R_a/R_l = 5,1 \dots 11,6$ . Diese Verhältnisse errechnen sich aus der Gleichung (7).

$$\frac{R_a}{R_l} = \frac{\pi}{n(\tan \alpha - \alpha)} \quad (7)$$

(Bei Einweg ist  $n = 1$  und bei Graetz bzw. Zweiweg  $n = 2$  zu setzen.)

Tabelle 1

Kernblech		M 42	M 55	M 65	M 74	M 85 a	M 102 a	EI 106 b	EI 130 a	EI 130 b	EI 150 A	EI 150 b	EI 150 c
Typenleistung in W	$N_T$	5	12	25	50	70	120	140	230	280	350	420	480
max. Stromdichte in A/mm <sup>2</sup>	40 °C	4,8	3,7	3,1	2,7	2,4	2,1	2,0	1,7	1,5	1,45	1,4	1,2
	60 °C	6,0	4,8	4,0	3,5	3,2	3,0	2,4	2,2	2,1	1,8	1,7	1,6
Windungszahl/Spannung (für Dyn.BI. IV 0,35 mm) in Wdg/V	$12000 \cdot 10^{-4} \text{ Wb/m}^2$ (12000 G)	22,1	11,8	7,24	5,37	4,18	3,26	2,96	3,22	2,49	2,46	1,96	1,63
eef. Eisenquerschnitt in cm <sup>2</sup>	$F_{\text{eff}}$	1,7	3,2	5,2	7,0	9,0	11,5	12,7	11,7	15,1	15,3	19,2	23,1
Wickelraum in mm	WR	26×7	33×8,5	38×10	44×12	8×11,5	61×13	48×20,5	64×26	64×26	72×30	72×30	72×30
Pakethöhe in cm	b	1,5	2,7	2,7	3,2	3,5	3,5	4,5	3,5	4,5	4,0	5,0	6,0
mittlere Windungslänge in cm	lm	8,4	11,0	13,6	15,7	6,7	19,4	22,9	26,5	28,5	31,4	33,4	35,4

Für einen Stromflußwinkel  $2\alpha = 90^\circ$  lassen sich dann Konstanten bestimmen, mit denen eine angenäherte Transformatorberechnung durchgeführt werden kann.

$$\text{Einweg: } \vartheta_{\text{eff}} = 2,22 \cdot I_0$$

$$\text{Zweiweg: } \vartheta_{\text{eff}} = 1,11 \cdot I_0 \text{ je Weg}$$

$$\text{Graetz: } \vartheta_{\text{eff}} = 1,57 \cdot I_0$$

Mit den hier angegebenen sekundären Strömen läßt sich dann, wenn die Eisenverluste mit 20% geschätzt werden, der angenäherte Primärstrom bestimmen.

$$\vartheta_{\text{pr}} = 1,2 \cdot \vartheta_{\text{sek}} \cdot \frac{u_{\text{sek}}}{u_{\text{pr}}} \quad (8)$$

Für die Einwegschaltung wird dann:

$$\vartheta_{\text{pr}} = 2,68 \cdot I_0 \cdot \frac{u_{\text{sek}}}{u_{\text{pr}}} \quad (9)$$

Der Primärstrom für die Zweiwegschaltung ergibt sich aus der quadratischen Addition der Effektivwerte beider Wicklungen unter Berücksichtigung der Eisenverluste zu:

$$\begin{aligned} \vartheta_{\text{pr}} &= 1,2 \sqrt{2 \cdot 1,11^2 \cdot I_0^2} \cdot \frac{u_{\text{sek}}}{u_{\text{pr}}} \\ \vartheta_{\text{pr}} &= 1,9 \cdot I_0 \cdot \frac{u_{\text{sek}}}{u_{\text{pr}}} \quad (10) \end{aligned}$$

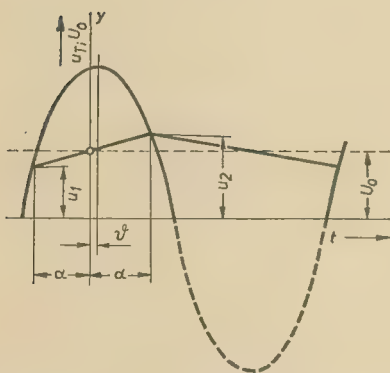


Bild 2: Spannungsverlauf der Einwegschaltung mit eingezeichnetem Unsymmetriewinkel  $\vartheta$

Für die Graetzschaltung wird der Primärstrom:

$$\begin{aligned} \vartheta_{\text{pr}} &= 1,57 \cdot 1,2 \cdot I_0 \cdot \frac{u_{\text{sek}}}{u_{\text{pr}}} \\ \vartheta_{\text{pr}} &= 1,9 \cdot I_0 \cdot \frac{u_{\text{sek}}}{u_{\text{pr}}} \quad (11) \end{aligned}$$

Um die aufgenommene Leistung des Transformators bestimmen zu können, muß noch die effektive Spannung bekannt sein. Das Verhältnis Wechselspannung zu Gleichspannung läßt sich wie folgt bestimmen: Der Scheitelwert der anliegenden Wechselspannung ist um den Unsymmetriewinkel  $\vartheta$  gegen den Ursprung des Koordinatensystems verschoben (Bild 2). Es wird also:

$$u_T = u_T \cos(\omega t - \vartheta)$$

Die Augenblickswerte  $u_1$  und  $u_2$  lassen sich wie folgt berechnen:

$$u_1 = u_T \cos(\alpha + \vartheta); u_2 = u_T \cos(\alpha - \vartheta)$$

Daraus folgt die mittlere Gleichspannung

$$U_0 = \frac{u_1 + u_2}{2} = \frac{u_T}{2} [\cos(\alpha + \vartheta) + \cos(\alpha - \vartheta)]$$

$$U_0 = u_T \cos \alpha \cdot \cos \vartheta$$

Da in der Praxis meist größere Ladekapazitäten bevorzugt werden, ergibt sich ein kleiner Unsymmetriewinkel, der vernachlässigt werden kann.

Für einen Stromflußwinkel von  $2\alpha = 90^\circ$  ergibt sich dann

$$U_0 = u_{\text{eff}} \quad (12)$$

Mit den Gleichungen (12), (9), (10) und (11) läßt sich jetzt die Leistung bzw. die Trafogröße wählen.

$$\text{Für Einweg wird: } N_{T0} = 2,68 \cdot N_0 \quad (13)$$

$$\text{Für Zweiweg wird: } N_{T2} = 1,9 \cdot N_0 \quad (14)$$

$$\text{Für Graetz wird: } N_{Tgr} = 1,9 \cdot N_0 \quad (15)$$

Die nächste Aufgabe besteht darin, den Transformator isolationsmäßig nach VDE 0550 ausulegen. Für Netzanschlußtransformatoren in Rundfunk- und Fernsehgeräten, die in trockenen und ähnlichen Räumen verwendet werden, gilt nachfolgende Aufstellung.

Mit den Angaben läßt sich ein Transformator, wenn der Stromflußwinkel mit  $2\alpha = 90^\circ$  angesetzt wird, einfach berechnen. Auf alle Fälle ist es jedoch ratsam, mit dem ersten Muster einen Temperaturversuch zu machen.

VDE 0550 gibt dazu folgende Übertemperaturen an: für Isolierstoffe, Ölleinen, Lackpapier und der Transformator in ungetränktem Zustand  $T_u = 45^\circ\text{C}$ ; wird der Transformator getränkt, dann ist eine Übertemperatur von  $T_u = 60^\circ\text{C}$  zugelassen.

Spannungsbeanspruchung der Isolation in V	Prüfspannung in kV	Isolation Ölleinen Lagen x Dicke in mm
$\leq 42$	0,5	2×0,06
42...300	1,5	2×0,1
300...500	2,0	3×0,1
500...750	2,5	4×0,1
Lagenspannung $U_l$ in V	Lagenisolation	
$\leq 15$	1×Lp nach jeder 5. Lage	
15...25	1×Lp nach jeder 3. Lage	
über 25	1×Lp nach jeder Lage	
über 75	2×Lp nach jeder Lage	
Drahtdurchmesser in mm	Lackpapierdicke in mm	
bis 0,2	1×Lp 0,03	
0,21...1,0	1×Lp 0,06	
1,1...1,7	1×Lp 0,1	
über 1,7	1×Lp 0,2	

Die Übertemperatur wird nach folgender Gleichung bestimmt:

$$T_u = \frac{R_w - R_k}{R_k} (235 + \vartheta_k) + \vartheta_k - \vartheta_{ku} \quad \text{in } ^\circ\text{C}$$

Hierin bedeuten:

$\vartheta_k$  die Temperatur der kalten Wicklung  
 $\vartheta_{ku}$  die Temperatur des Kühlmittels in  $^\circ\text{C}$   
 $R_k$  den Widerstand der Wicklung bei  $\vartheta_k$   
 $R_w$  den Widerstand der warmen Wicklung

Die Übertemperaturen beziehen sich auf eine umgebende Lufttemperatur von  $40^\circ\text{C}$ .

Beispiel:

Für einen Empfänger werden 250 V Anodenspannung (130 mA) und 12,6 V Heizspannung (2,6 A) benötigt. Die Gleichrichtung erfolgt mit Siliziumdioden in Graetzschaltung. Der Ladekondensator beträgt 100  $\mu\text{F}$ .

Wahl des Transformators

$$\begin{aligned} N_{Tr} &= N_{Tgr} + N_h \cdot 1,2 \\ &= 1,9 \cdot 250 \text{ V} \cdot 0,13 \text{ A} \\ &\quad + 12,6 \text{ V} \cdot 2,6 \text{ A} \cdot 1,2 \approx 100 \text{ W} \end{aligned}$$

Gewählt wird nach Tabelle 1 ein Transformator vom Typ M 102a. Weiter ergeben sich nach Tabelle 1 3,26 Wdg/V.

$$\begin{aligned} W_1 &= 220 \text{ V} \cdot 3,26 = 715 \text{ Wdg} \\ W_2 &= 250 \text{ V} \cdot 3,26 = 815 \text{ Wdg} \\ W_3 &= 12,6 \cdot 3,26 = 41 \text{ Wdg} \end{aligned}$$

Für eine Übertemperatur von 40 °C beträgt die Stromdichte 2,1 A/mm<sup>2</sup> (Tabelle 1). Der Primärstrom ist

$$I_{pr} = \frac{100 \text{ W}}{220 \text{ V}} = 0,455 \text{ A}$$

und daraus der Drahtquerschnitt der Primärwicklung

$$F_1 = \frac{0,455 \text{ A} \cdot \text{mm}^2}{2,1 \text{ A}} = 0,217 \text{ mm}^2 \triangleq d_1 = 0,50 \text{ } \varnothing$$

Analog die Drahtquerschnitte für die Sekundärwicklungen:

$$F_2 = \frac{0,13 \text{ A} \cdot 1,57 \cdot \text{mm}^2}{2,1 \text{ A}} = 0,0972 \text{ mm}^2 \triangleq d_2 = 0,35 \text{ } \varnothing$$

$$F_3 = \frac{2,6 \text{ A} \cdot \text{mm}^2}{2,1 \text{ A}} = 1,24 \text{ mm}^2 \triangleq d_3 = 1,20 \text{ } \varnothing$$

Der Transformator muß für eine Prüfspannung von 2 kV ausgelegt werden, da die Spannung, mit der die Isolation belastet wird, 220 V + 250 V = 470 V beträgt. Es ergibt sich folgende Wickelanordnung:

Windungen	Lagen	Rechenwert in mm
3	3 × 0,1	4 × 0,1 = 0,40
715	7 × 0,55	7 × 0,55 = 3,85
je 1 × Lackpapier	7 × 0,06	14 × 0,06 = 0,84
3	3 × 0,1	4 × 0,1 = 0,40
815	6 × 0,35	6 × 0,39 = 2,34
je 1 × Lackpapier	6 × 0,06	12 × 0,06 = 0,72
3	3 × 0,1	4 × 0,1 = 0,40
41	1 × 1,2	1 × 1,3 = 1,30
3	3 × 0,1	4 × 0,1 = 0,40
		Wickelhöhe = 10,65 mm

Stromflußwinkel 2α im Bereich 80° bis 100°

Der Innenwiderstand der Siliziumdioden ist so klein, daß er in der Rechnung des gesamten Innenwiderstandes vernachlässigt werden kann.

$$R_1 = R_{sek} + R_{pr} \cdot u^2$$

$$R_{sek} = \frac{\rho \cdot \ln W_2}{F_2} = \frac{0,0175 \cdot 0,228 \cdot 815}{0,097} = 34 \text{ } \Omega$$

$$R_{pr} = \frac{0,0175 \cdot 0,228 \cdot 715}{0,196} = 14 \text{ } \Omega$$

$$R_1 = 34 \text{ } \Omega + 1,29 \cdot 14 \text{ } \Omega \approx 53 \text{ } \Omega$$

$$R_a = \frac{250 \text{ V}}{0,13 \text{ A}} = 1920 \text{ } \Omega$$

Bei einem Stromflußwinkel von 2α = 90° muß sich ein Widerstandsverhältnis von R<sub>a</sub>/R<sub>1</sub> = 7,6 ergeben. Das ist aber in diesem Beispiel nicht der Fall. Stimmt das Verhältnis R<sub>a</sub>/R<sub>1</sub> nicht, dann muß zur Begrenzung des Spitzenstromes ein Spratzwiderstand eingebaut werden. Dieser wird:

$$R_a = \frac{R_a}{7,6} - R_1 = \frac{1920}{7,6} - 53 \approx 200 \text{ } \Omega$$

Durch diesen Widerstand kann eine Gefährdung der Dioden nicht eintreten.

## Literatur

- [1] R. Kühn: Die Bemessung von Netzgleichrichtertransformatoren; Elektronische Rundschau 9 (1955) S. 332 u. 334
- [2] O. Limann: Die Berechnung von Drosseln, Netztransformatoren und NF-Übertragern; Funkschau 1 (1958) S. 5 bis 8
- [3] Beilage zur Zeitschrift Elektrie: Für den Erfahrungsaustausch der Techniker und Meister in der volkseigenen Elektroindustrie Juni 1961

# Ein Universalfernsehservicegerät in Bausteinweise VI

NORBERT PUDOLLEK

## Bauanleitung für den Netzteilbaustein mit URC-Meßteil Teil 2 und Schluß

### Mechanischer Aufbau

Der Netzteilbaustein bildet im Universalfernsehservicegerät das Gegenstück zum Oszillografenbaustein. Er hat die gleichen Abmessungen. Der Netzteilbaustein ist mit den schweren Bauelementen wie Netztransformator und Siebdrossel aufgebaut und sollte deshalb entsprechend stabil ausgeführt werden. Im Bild 8 sind die Maße für die einzelnen Blechteile enthalten. Der Baustein besteht aus einem abgewinkelten Blechmantel und einer dazugehörigen Frontplatte. Der Netztransformator ist so befestigt, daß er dem Baustein eine gute Stabilität verleiht. Die Oberseite des als Chassis dienenden Blechmantels enthält Bohrungen für die Gleichrichter- und Multivibratorröhren sowie für die Elektrolytkondensatoren C<sub>2/3</sub> und C<sub>8/17</sub>. Die Siebdrossel ist ebenfalls auf der Oberseite befestigt. Durch den verhältnismäßig großen Netztransformator steht für die Unterbringung der vielen Bauelemente nicht allzuviel Platz zur Verfügung. Deshalb mußte dieser Baustein in zwei Stufen aufgebaut werden. Den einen Teil bilden die Bedienungsorgane an der Frontplatte mit den dazugehörigen Schaltelementen, während der Stromversorgungsteil innerhalb des Chassis den zweiten Bauteil bildet. Erst wenn beide Teile vollständig verdrahtet

und erprobt sind, werden sie zusammengesetzt. Die Seitenansichten in den Bildern 9 und 14 lassen die Anordnung der Bauteile im Chassis erkennen. Die Spannungsteiler und Phasenschieber für die Hilfsspannungen des Wobblers sind direkt an die freien Anschlußpunkte des

Netztransformators gelötet, ebenso der Hochspannungsgleichrichter. Die Halterung für die Netzsicherung ist an der Siebdrossel befestigt. Sämtliche Durchführungsstützpunkte für die verschiedenen Spannungsausgänge sind an der

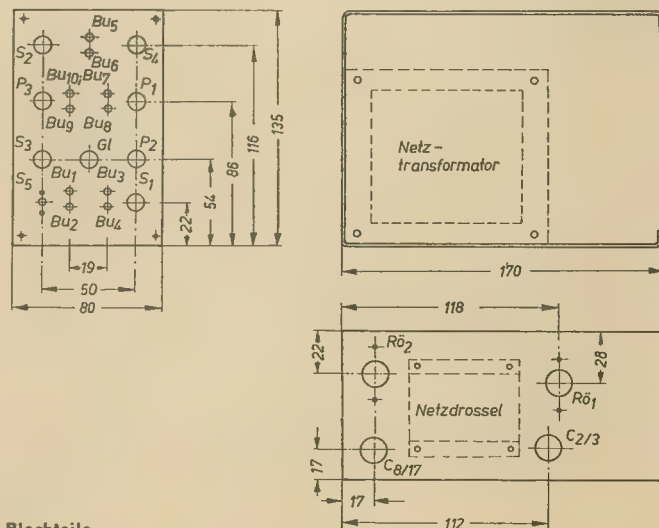
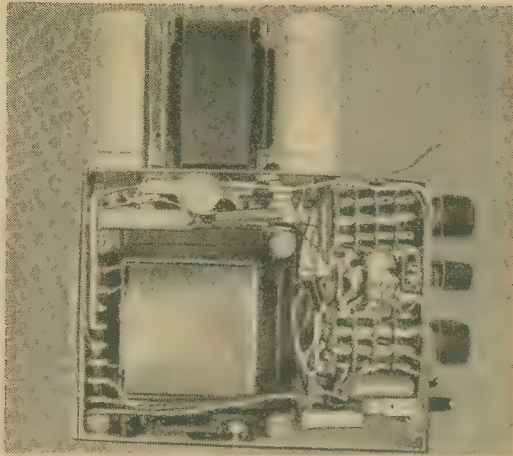


Bild 8: Abmessungen der Blechteile

**Bild 9 (links):** Seitenansicht des Netzteilbausteines



**Bild 10 (rechts):** Fertig verdrahtetes Meßteil

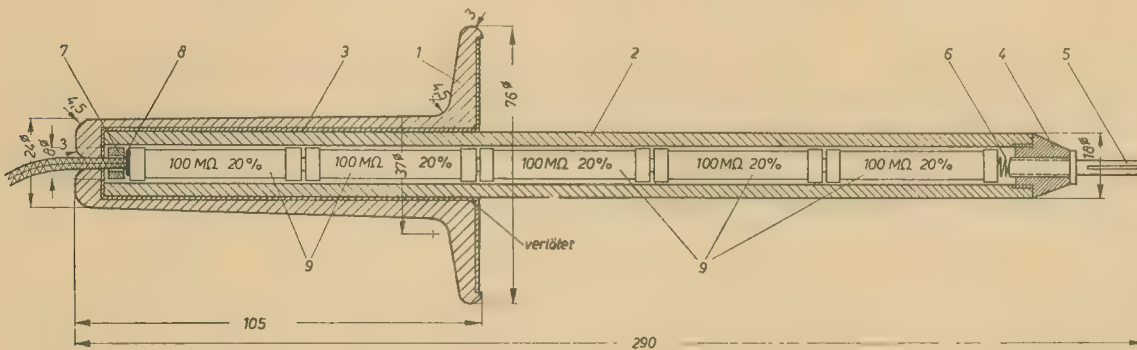


Rückseite des Bausteines angeordnet. Die Wickeldaten für den Netztransformator sind in der Tabelle 1 zusammengefaßt. Bild 10 zeigt den fertig verdrahteten Meßteil. Hier wurden die Schaltelemente weitgehend an die Anschlüsse der Schalter und Potentiometer gelötet. Die Verdrahtung dieser Baustufe ist besonders stabil auszuführen, damit trotz der engen Bauweise eine hohe Betriebssicherheit gewährleistet wird. Die Regelwiderstände  $R_{31}$  bis  $R_{35}$  für den Abgleich der Multivibratorfrequenzen sind seitlich angeordnet und an einem stabilen Kupferdrahtbügel fest-

gelötet. Die Vorwiderstände für den Spannungsmesser befinden sich am Meßbereichumschalter  $S_4$ , die Normalkondensatoren an  $S_3$ . Für das Meßteil werden nur wenige Anschlußleitungen zum Stromversorgungsteil benötigt. Diese sollten etwas länger gelassen werden, damit auch bei abgebautem Meßteil ein Betrieb des Bausteines möglich ist. Das Drehspulmeßwerk ist an der Frontplatte des Universalfernsehservicegerätes verschraubt. Die Skala des Mikroamperemeters ist neu zu zeichnen und gegebenenfalls als fototechnische Reproduktion anzufertigen.



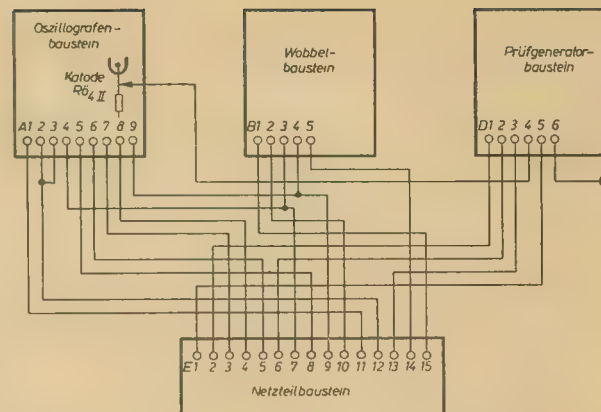
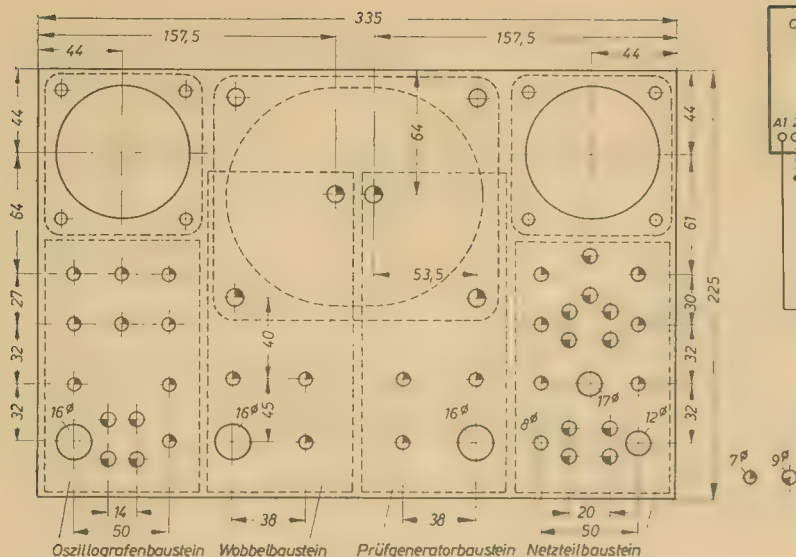
**Bild 11:** Skala für das Meßinstrument



**Bild 12:** Schnitt durch den Hochspannungstastkopf

### Zusammenstellung der verwendeten elektrischen Einzelteile

$R_1$	Schichtwiderstand	100 k $\Omega$	0,25 W	$R_{28}$	Schichtwiderstand	5 M $\Omega$	0,5 W	$S_3$	Stufenschalter 4 $\times$ 10 Kontakte
$R_2$	Schichtwiderstand	50 $\Omega$	0,25 W	$R_{29}$	Schichtwiderstand	10 M $\Omega$	0,5 W	$S_4$	Stufenschalter 1 $\times$ 8 Kontakte
$R_3$	Schichtwiderstand	50 $\Omega$	0,25 W	$R_{30}$	Schichtwiderstand	10 M $\Omega$	0,5 W	$C_1$	Papierkondensator 0,5 $\mu$ F 750 V
$R_4$	Schichtwiderstand	150 k $\Omega$	0,5 W	$R_{31}$	Einstellregler	50 k $\Omega$	0,1 W	$C_{2/3}$	Elektrolytkondensator 2 $\times$ 50 $\mu$ F 350/385 V
$R_5$	Einstellregler	50 k $\Omega$	0,1 W	$R_{32}$	Einstellregler	50 k $\Omega$	0,1 W	$C_4$	Papierkondensator 0,1 $\mu$ F 63 V
$R_6$	Einstellregler	100 k $\Omega$	0,1 W	$R_{33}$	Einstellregler	100 k $\Omega$	0,1 W	$C_5$	Papierkondensator 0,5 $\mu$ F 63 V
$R_7$	Schichtwiderstand	5 k $\Omega$	0,25 W	$R_{34}$	Einstellregler	100 k $\Omega$	0,1 W	$C_6$	Papierkondensator 0,5 $\mu$ F 63 V
$R_8$	Drahtwiderstand	5 k $\Omega$	4 W	$R_{35}$	Einstellregler	100 k $\Omega$	0,1 W	$C_7$	Papierkondensator 0,5 $\mu$ F 63 V
$R_9$	Einstellregler	100 k $\Omega$	0,1 W	$R_{36}$	Schichtwiderstand	30 k $\Omega$	1 W	$C_{8/17}$	Elektrolytkondensator 2 $\times$ 50 $\mu$ F 350/385 V
$R_{10}$	Schichtwiderstand	197,5 k $\Omega$	0,25 W	$R_{37}$	Schichtwiderstand	150 $\Omega$	0,25 W	$C_9$	Elektrolytkondensator 50 $\mu$ F 30/35 V
$R_{11}$	Schichtwiderstand	5 k $\Omega$	0,25 W	$R_{38}$	Einstellregler	50 $\Omega$	0,1 W	$C_{10}$	Elektrolytkondensator 100 $\mu$ F 30/35 V
$R_{12}$	Schichtwiderstand	3 k $\Omega$	0,25 W	$R_{39}$	Schichtwiderstand	50 $\Omega$	0,1 W	$C_{11}$	Elektrolytkondensator 100 $\mu$ F 30/35 V
$R_{13}$	Schichtwiderstand	3 k $\Omega$	0,25 W	$R_{40}$	Schichtwiderstand	100 $\Omega$	0,25 W	$C_{12}$	Elektrolytkondensator 100 $\mu$ F 250 V
$R_{14}$	Einstellregler	10 k $\Omega$	0,1 W	$R_{41}$	Einstellregler	2,5 k $\Omega$	0,1 W	$C_{13}$	Sikatropkondensator 1 nF 250 V
$R_{15}$	Schichtwiderstand	3 k $\Omega$	0,1 W	$R_{42}$	Einstellregler	250 $\Omega$	0,1 W	$C_{14}$	Sikatropkondensator 10 nF 250 V
$R_{16}$	Schichtwiderstand	1,5 k $\Omega$	0,25 W	$R_{43}$	Schichtwiderstand	6 k $\Omega$	0,25 W	$C_{15}$	Sikatropkondensator 0,1 $\mu$ F 250 V
$R_{17}$	Schichtwiderstand	3 $\Omega$	0,25 W	$R_{44}$	Schichtwiderstand	5 M $\Omega$	0,5 W	$C_{16}$	MP-Kondensator 0,5 $\mu$ F 250 V
$R_{18}$	Schichtwiderstand	30 $\Omega$	0,25 W	$P_1$	Schichtpotentiometer	10 k $\Omega$	0,2 W	$C_{18}$	Trimmerkondensator 20 ... 100 pF
$R_{19}$	Schichtwiderstand	300 $\Omega$	0,25 W	$P_2$	Drahtpotentiometer	5 k $\Omega$ lin. 6 W		$C_{19}$	Sikatropkondensator 1 nF 125 V 1%
$R_{20}$	Schichtwiderstand	7,5 k $\Omega$	0,25 W	$P_3$	Schichtpotentiometer	1 k $\Omega$ lin. 0,2 W (mit gekuppeltem Schalter)		$C_{20}$	Sikatropkondensator 10 nF 125 V 1%
$R_{21}$	Schichtwiderstand	3 k $\Omega$	1 W	$Gr_1$	Pillengleichrichter	750 V 0,05 mA		$C_{21}$	Sikatropkondensator 0,1 $\mu$ F 125 V 1%
$R_{22}$	Schichtwiderstand	97,5 k $\Omega$	0,25 W	$Gr_{2,3}$	Selengleichrichter	15 V 0,1 A		$C_{22}$	MP-Kondensator 1 $\mu$ F 125 V 1%
$R_{23}$	Schichtwiderstand	10 k $\Omega$	3 W	$Gr_{4,5}$	Germaniumdiode OA 705			$C_{23}$	Papierkondensator 10 nF 63 V
$R_{24}$	Schichtwiderstand	997,5 k $\Omega$	0,25 W	$S_1$	Kippschalter einpolig			$R_{\beta 1}$	ECC 82
$R_{25}$	Schichtwiderstand	16,5 k $\Omega$	0,25 W	$S_2$	Stufenschalter 3 $\times$ 7 Kontakte			$R_{\beta 2}$	EZ 81
$R_{26}$	Schichtwiderstand	180 k $\Omega$	0,25 W						
$R_{27}$	Schichtwiderstand	1,8 M $\Omega$	0,5 W						
		3 M $\Omega$	0,5 W						



**Bild 15: Verdrahtungsplan der vier Bausteine**  
(Geänderte Reihenfolge der Anschlüsse im Wobbelbaustein: 5 2 3 1 4)

**Bild 13: Frontplatte**

Es erwies sich als zweckmäßig, die Skala für Spannungs- und Kapazitätsmessungen mit einer Hunderterteilung zu versehen. Die Werte für die Widerstandsskala sind rechnerisch einfacher zu ermitteln, da für eine direkte Eichung eine große Anzahl von Präzisionswiderständen benötigt wird. Für die Widerstandswerte können mit der nachstehenden Gleichung die Stromwerte in  $\mu A$  berechnet werden:

$$I = \frac{50 (R_v + R_1)}{(R_v + R_1 + R_x)}$$

Hierin ist wieder  $R_v$  der Vorwiderstand,  $R_1$  der Drehspulwiderstand und  $R_x$  der in die Skala einzuziehende Widerstandswert. Es ergibt sich somit eine wie im Bild 11 gezeigte Widerstandsskala.

Der Aufbau des Hochspannungstastkopfes geht aus Bild 12 hervor. Er ist mit fünf Schichtwiderständen von je 100 M $\Omega$  2 W aufgebaut. Der Griff (Teil 1) ist aus Piacryl gefertigt und garantiert in Verbindung mit der Messingabschirmung (Teil 3) eine ausreichende Isolation gegen die Hochspannung. Teil 3 ist ein Messingrohr von etwa 1 mm Wandstärke, das mit einer kreisrunden Messingplatte von 70 mm  $\varnothing$  verlötet ist. Die Abschirmung ist sehr wichtig zur Vermeidung von Spannungsüberschlägen. Sie wird mit drei Senkschrauben

an der Stirnfläche des Griffes verschraubt (siehe Bild 3). Als Schutzhülle für die Widerstände dient ein Hartpapierrohr von 18 mm Außendurchmesser. Dieses Rohr ist in die Messingabschirmung einzupassen und falls notwendig zu verkleben. Das abgeschirmte Zuleitungskabel ist in der hinteren Bohrung des Griffes mit Hilfe einer versenkbaren Perlonschraube abgefangen. Die Abschirmung des Kabels wird an das Abschirmrohr gelötet, während die Seele durch ein Isolierrollchen aus Piacryl (Teil 7) geführt und mit einem Kupferplättchen von 8 mm  $\varnothing$  (Teil 8) verbunden wird. Gegen dieses Plättchen werden die Widerstände mit Hilfe der Druckfeder (Teil 6) an der Spitze des Tastkopfes gedrückt. An die Stirnflächen der Widerstände sind ebenfalls Kupfer- oder Messingplättchen gelötet, so daß zwischen den Widerständen eine gute Kontaktgabe gewährleistet wird. In das Hartpapierrohr wird eine Piacrylspitze (Teil 4) geschraubt, die dann den 4 mm dicken Schraubstecker aus Messing (Teil 5) trägt.

Bei der Anfertigung des Hochspannungstastkopfes sind scharfe Kanten und Spitzen zu vermeiden, um Sprühercheinungen zu verhindern. Bei der Auswahl des Materiales und bei der späteren Anwendung des fertigen Tastkopfes sind selbstverständlich die entsprechenden Sicherheitsvorschriften einzuhalten.

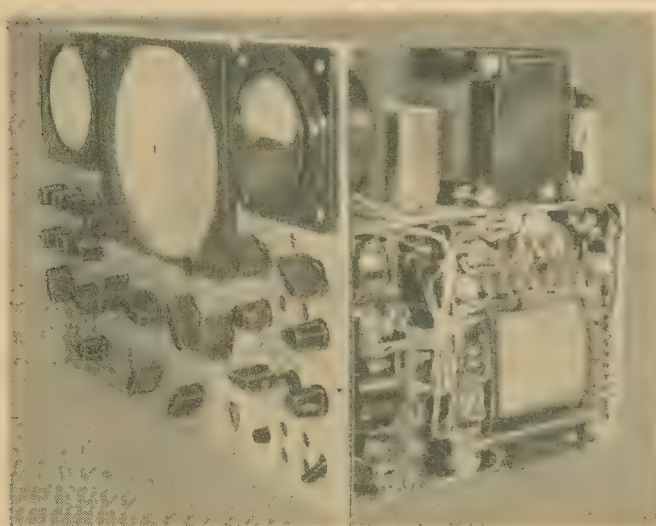
Es ist wichtig, daß im Griff jederzeit eine sichere Erdverbindung zur Abschirmung besteht.

### Inbetriebnahme und Abgleich

Bereits vor dem endgültigen Zusammenbau des Netzteilbausteines sollte die Funktion der einzelnen Schaltungsteile erprobt werden. Nachdem die Betriebsspannungen kontrolliert wurden, kann mit der Eichung des Widerstandsmessers begonnen werden. Dazu sind fünf engtolerante Widerstände mit einer Genauigkeit von mindestens 1% erforderlich (100  $\Omega$ , 1 k $\Omega$ , 10 k $\Omega$ , 100 k $\Omega$  und 1 M $\Omega$ ). Zunächst wird bei gedrücktem Tastenschalter  $S_2$  im 1-M $\Omega$ -Meßbereich Endausschlag am Instrument mit Hilfe des Potentiometers  $P_2$  eingestellt. Nach dem Anschließen des 1-M $\Omega$ -Widerstandes muß auf der Widerstandsskala der Wert 1,0 angezeigt werden, andernfalls ist der Vorwiderstand  $R_{v3}$  zu korrigieren. Auf die gleiche Weise wird bei den anderen Meßbereichen verfahren. Für den 100- $\Omega$ - und 1-k $\Omega$ -Bereich sind die Einstellregler  $R_{41}$  und  $R_{42}$  vorgesehen, so daß sich diese Bereiche recht einfach abgleichen lassen. Dabei ist so zu verfahren, daß wieder mit  $P_2$  Endausschlag eingestellt wird und mit  $R_{41}$  bzw.  $R_{42}$  der 1,0-Ausschlag bei Verwendung der entsprechenden Meßwiderstände korrigiert wird. Da

**Bild 14: Seitenansicht mit Netzteilbaustein**

**Bild 16: Rückansicht des Universalfernsehservicegerätes**



auch die Einstellungen von  $R_{41}$  und  $R_{42}$  auf den Endausschlag eingehen, muß dieser Abgleich mehrmals wechselseitig wiederholt werden.

Für die Eichung des Kapazitätsmessers werden ebenfalls engtolerante Kondensatoren mit einer Genauigkeit von mindestens 1% benötigt. Da derartige Kondensatoren im Handel schwer erhältlich sein dürften, müssen diese eventuell durch Messung an einer guten Meßbrücke ausgesucht werden. Diese Kondensatoren ( $C_{18}$  bis  $C_{22}$ ) sind als Normale im Baustein untergebracht. Für den 100-pF-Bereich ist ein Trimmer vorgesehen, mit dem die Schaltkapazität auszugleichen ist.

Bei gedrücktem Tastenschalter  $S_3$  wird an den dazugehörigen Einstellreglern  $R_{31}$  bis  $R_{35}$  Endausschlag am Instrument eingestellt. Dabei sollte  $P_2$  in Mittelstellung gedreht werden und für alle Kapazitätsbereiche unverändert bleiben, so daß beim praktischen Arbeiten mit dem Kapazitätsmesser  $P_2$  nicht für jeden Bereich neu eingestellt werden braucht. Der Abgleich des 100-pF-Bereiches erfolgt durch Ankleben eines Kondensators von 100 pF/1% zwischen die Meßbuchsen  $Bu_3$  und  $Bu_4$ . Mit  $R_{31}$  wird dann der Endausschlag eingestellt. Danach ist der 100-pF-Kondensator zu entfernen und mit dem Trimmer  $C_{18}$  wieder der Endausschlag bei 100 Teilstrichen einzustellen.

Für die einzelnen Kapazitätsmeßbereiche ergaben sich im Mustergerät etwa folgende Frequenzen:

Bei einwandfreier Arbeitsweise des Multivibrators entsteht an der gemeinsamen Kathode

Meßbereich	Multivibratorfrequenz
0... 100 pF	150 kHz
0... 1 nF	15 kHz
0... 10 nF	1,5 kHz
0... 0,1 $\mu$ F	150 Hz
0... 1 $\mu$ F	30 Hz

eine Rechteckspannung von 7,5 V<sub>SS</sub>. Für den 1- $\mu$ F-Bereich ist  $R_{48}$  so einzustellen, daß für den Meßkreis etwa 2,5 V<sub>SS</sub> zur Verfügung stehen.

Auf den Abgleich der Phasenschieber für die Hilfsspannungen des Wobblers wurde bereits bei der Beschreibung des Wobbelbausteines eingegangen. Die Vorwiderstände des Gleichspannungsmessers werden mit Hilfe eines guten Vergleichsinstrumentes kontrolliert und wenn erforderlich, geringfügig verändert, damit in jedem Falle bei Endausschlag Übereinstimmung herrscht. Die Eichung des Hochspannungstastkopfes geschieht ebenfalls mit einem Vergleichsinstrument und einer entsprechenden Spannung. Durch geeignete Kombination von mehreren 20%igen Widerständen läßt sich der erforderliche Vorwiderstand zusammenstellen.

### Zusammenbau des vollständigen Universalfernsehservicegerätes

Nachdem sämtliche vier Bausteine betriebsbereit sind, kann der recht einfache Zusammenbau des Gerätes erfolgen. Die einzelnen Bausteine werden jeweils an vier Stellen durch Senkschrauben an der stabilen Frontplatte aus 4-mm-Alu-Blech befestigt. Die Abmessungen und Anordnung der Bohrungen in der Front-

platte sind der Skizze im Bild 13 zu entnehmen. Bild 14 zeigt den einfachen Zusammenbau des Gerätes und läßt noch einmal die Ausführung der fertigen Frontplatte erkennen. Die Verdrahtung der Bausteine untereinander zeigt Bild 15, während die Rückansicht im Bild 16 die praktische Ausführung erkennen läßt.

Das Gehäuse ist durch entsprechende Durchbrüche so auszuführen, daß zwischen den Bausteinen eine gute Luftzirkulation entstehen kann.

**Tabelle 1: Wickeldaten für den Netztransformator**

Anschluß	Spannung in V	Windungen	Drahtdurchmesser in mm (Cul)
1—2	220	890	0,45
3—4	4	18	0,7
5—6	300	1350	0,1
6—7	250	1100	0,27
7—8	250	1100	0,27
9—10	6,3	28	0,5
10—11	6,3	28	1,25
11—12	6,3	28	1,25
12—13	6,3	28	0,5

Blechpaket M 102, wechselseitig geschichtet

### Berichtigung:

Im Heft 18 (1962) S. 565 müssen im Schaltbild folgende Änderungen durchgeführt werden:  $R_{31}$  muß an  $R_{30}$  liegen, nicht gegen Masse;  $C_{48}$  liegt an Kontakt 7 von  $S_{3.3}$ ; Kontakt 8 bleibt frei; Verbindung Kontakt 6—7 lösen;  $C_{10}$  ist umzupolen.

Im Heft 4 (1963) S. 121, Bild 2 sind folgende Werte zu ändern:  $R_{40} = 100 \Omega$ ,  $C_9 = 50 \mu F$ ,  $R_{27} = 3 M\Omega$ ,  $R_{28} = 5 M\Omega$

## Aus der Reparaturpraxis

### Serviceerfahrungen mit dem TV-Empfänger Munkácsy

Die Redaktion radio und fernsehen erreichten zahlreiche Leserfragen, in denen um Auskunft von Serviceerfahrungen über den ungarischen TV-Empfänger Munkácsy Typ 53 T 816 gebeten wurde. Nachfolgend veröffentlichen wir einige Reparaturhinweise, von denen wir annehmen, daß sie von allgemeinem Interesse sind.

### Kein Ton, keine Helligkeit

#### Fehlererscheinung

Die Heizfäden der Empfängerröhren glühen nicht

#### Fehlerursache

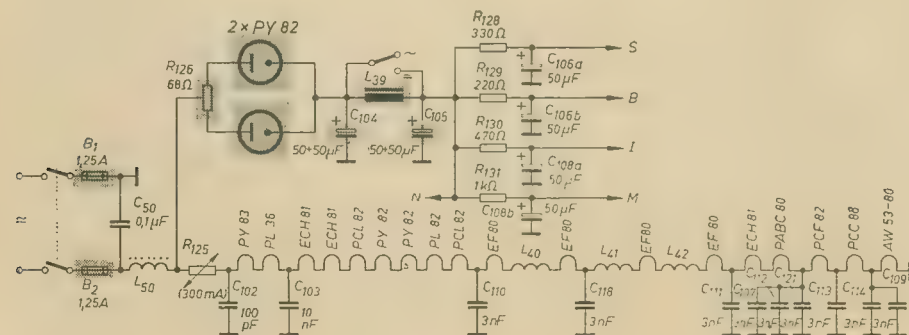
- Die Netzsicherungen  $B_1$  und  $B_2$  (1,25 A) sind durchgebrannt
- Der Heizfaden einer der Röhren ist im Heizkreis unterbrochen

#### Fehlererscheinung

Nach Auswechseln der Sicherungen  $B_1$  und  $B_2$  brennen diese wieder durch

#### Fehlerursache

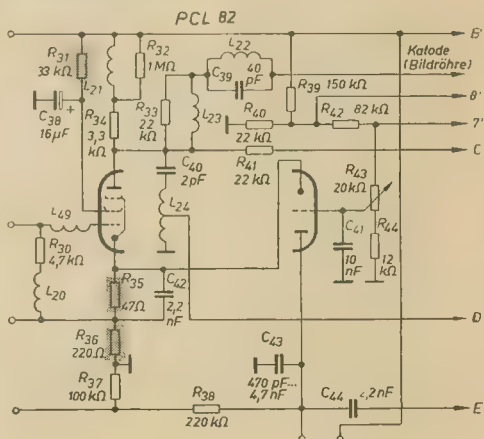
- Einer der Erdungskondensatoren im Heizkreis weist Kurzschluß auf
- Eine der Röhren hat Elektrodenschluß zwischen Heizfaden und Kathode



**Bild 1: Ungarischer TV-Empfänger „Munkácsy“**

**Bild 2 (links unten): Stromversorgungsteil**

**Bild 3: Videoendstufe**



### Fehlererscheinung

Der Heizkreis ist in Ordnung, Anodenspannung fehlt

### Fehlerursache

- Die Netzgleichrichterröhre PY 82 hat Elektrodenschluß zwischen Katode und Anode. In diesem Fall brennt gleichzeitig der Widerstand  $R_{188}$  (68  $\Omega$ , 10 W) im Anodenkreis durch
- Der Elektrolytkondensator  $C_{104}$  oder  $C_{105}$  ( $2 \times 50 \mu F$ ) hat Kurzschluß
- Körperschluß der Netzdrossel  $L_{88}$

### Fehlererscheinung

Die Heiz- und Anodenspannung ist vorhanden, Schirmgitter- bzw. Katodenspannung fehlen

### Fehlerursache

- Der Schirmgitterwiderstand  $R_{31}$  (33 k $\Omega$ ) der Videoendröhre PCL 82 ist fehlerhaft
- Der Katodenwiderstand  $R_{35}$  (47  $\Omega$ ) oder  $R_{36}$  (220  $\Omega$ ) der Videoendröhre PCL 82 ist fehlerhaft

Wird fortgesetzt

### Schutzfunkenstrecke an der Bildröhre

Bei einem sowjetischen Fernsehempfänger war nach einer Betriebszeit von etwa sieben Monaten die Hochspannung ausgefallen. Als Fehlerquelle konnte die Zeilenendröhre 6 II 13 C ermittelt werden, die schon rein äußerlich durch die weiße Verfärbung des Getterniederschlags als Luftzieher zu erkennen war. Da die Beschaffung dieser Röhre schwierig ist, wurde die Änderung für den Einsatz einer Röhre aus der DDR-Produktion ausgeführt. In den technischen Daten entspricht die Röhre 6 II 13 C weitgehend der EL 36, so daß sich hierbei keine Schwierigkeiten ergeben konnten. Ein Vergleich der Sockelschaltung zeigte, daß beide Röhren, bis auf Katode und Schirmgitter, die gleiche Sockelschaltung haben (Bild 1). Bei der erforderlichen Änderung ist besonders darauf zu achten, daß die vom Röhrenhersteller mit I. V. bezeichneten Punkte am Sockel nicht als Stützpunkte für andere Potentiale und Verdrahtungsabzweigungen eingesetzt sind. Das war leider im vorliegenden Empfänger der Fall und machte deshalb den Einbau einer kleinen Platte mit zusätzlichen Lötstützpunkten erforderlich.

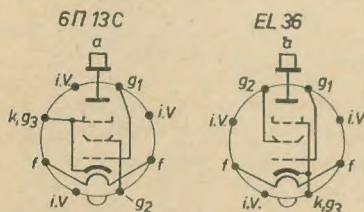


Bild 1

Nachdem die durch den Röhrenwechsel erforderlichen Schaltungsänderungen durchgeführt wurden, war die Bildhelligkeit wieder vorhanden. Die Bildbreite war ausreichend, die Symmetrie und die Synchronisation einwandfrei. Ein bereits vorhandener Fehler wurde jedoch durch den Röhrenaustausch nicht beseitigt. Das Gerät knallte in unregelmäßigen Abständen sehr laut; es klang nach einem Überschlagn von Hochspannung. Der Überschlagn war mit einer geringen Hellig-

keitsschwankung und einem kurzzeitigen Aufblitzen auf dem Bildschirm verbunden. Es wurde entdeckt, daß diese Überschlagn innerhalb der Bildröhre erfolgten. Es handelte sich hierbei um Funkenüberschlagn innerhalb des Elektrodensystems.

Bild 2

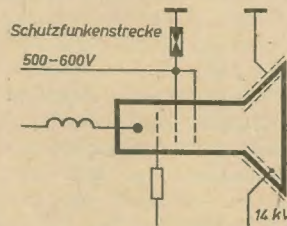
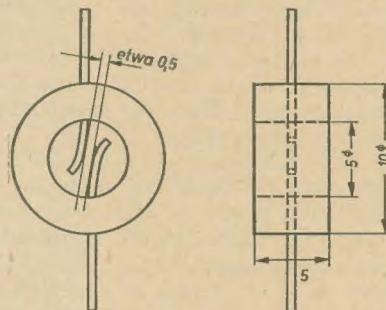


Bild 3



Bei den TV-Empfängern einer westdeutschen Firma wird seit einigen Jahren eine Schutzfunkenstrecke verwendet, die der Bildröhre bei Überschlagn innerhalb des Elektrodensystems (Spannungsspitzen) Schutz bietet (Bild 2).

Aus PVC (hart) und zwei Drähten 0,5  $\varnothing$  Cu wurde eine entsprechende Schutzfunkenstrecke hergestellt (Bild 3) und am Bildröhrensockel Gitter 3 und Masse angelötet.

Diese Schutzfunkenstrecke bewährt sich seit einiger Zeit mit gutem Erfolg. Die Überschlagn, die vorher innerhalb der Bildröhre Störungen hervorriefen, werden jetzt durch die Schutzfunkenstrecke abgefangen. Die störenden Begleitgeräusche sind verschwunden, da die Überschlagn an der Schutzfunkenstrecke nur ein kleines Knistern hervorrufen.

Heinz Foerster

### Knallen beim TV-Empfänger „Start“

Es kommt öfter vor, daß am TV-Gerät „Start“ Knallgeräusche auftreten und die Sicherung durchbrennt. Die Ursache ist der Durchführungskondensator im Tuner für die Plusspannung, der durchschlägt. Nach Auswechseln dieses Kondensators (3 nF) arbeitet das Gerät wieder einwandfrei. Enrico Röthig

### Auswechseln der Bildscheibe

Wir machen darauf aufmerksam, daß beim Fernsehempfänger „Start 3A“ erstmalig die Forderung der Kundendienst-Techniker „Auswechseln der Bildscheibe ohne Ausbau des Chassis“ verwirklicht wurde.

Auch zur evtl. Säuberung des Bildschirms ist kein Ausbau des Chassis erforderlich. Die Bildscheibe wird nach Abschrauben zweier Haltewinkel an der Gehäuseunterscheibe herausgezogen. Beim Wiedereinbau sind die Gummiprofile wieder aufzulegen, und es ist auf festen Sitz der Bildscheibe zu achten.

VEB Rafena Werke Radeberg

## Referate

H. Koch

### Drahtlose Regiekommandoanlagen im Studiobetrieb

Kino-Technik 2 (1962) Seite 37—41

Drahtlose Regiekommandoanlagen sind im Fernseh-, Film- und Theaterbetrieb zu einer Notwendigkeit geworden. Sie dienen — ohne die laufende Probe oder Sendung störend zu beeinflussen — zur Informationsübermittlung an einen Personenkreis im Studio.

Ein Studiokomplex muß lückenlos mit der Möglichkeit der Informationsübermittlung versorgt sein. Feldstärkenunterschiede im Verhältnis von 40 dB dürfen auf der Empfangsseite nur Pegelschwankungen von 6 dB hervorrufen. Die Lautstärke muß bei lärmgefüllten Studios ausreichend sein. Eine Übertragungsbandbreite von 100 Hz ... 3 kHz, bei einem Klirrfaktor von 3 ... 5% wird als ausreichend angesehen. Die Übersprechdämpfung für eine 6-Kanal-Anlage muß  $\geq 40$  dB betragen. Wichtig ist, daß keine Störbeeinflussung der NF und videotechnischen Einrichtungen im Studio stattfindet.

Die Übertragung erfolgt nach dem Induktionsprinzip in einem Frequenzband von 20 ... 135 kHz.

Die beschriebene Anlage erfüllt sämtliche Forderungen. Sie vermeidet Störbeeinflussung von TV-Aufnahmekameras durch Benutzung von Frequenzen, die gleich einem ungradzahligen Vielfachen der halben Zeilenfrequenz sind.

Folgende Frequenzen wurden verwendet:

- |         |                                |
|---------|--------------------------------|
| Kanal 1 | 5 · 7,8125 kHz = 39,0625 kHz   |
| Kanal 2 | 7 · 7,8125 kHz = 54,6875 kHz   |
| Kanal 3 | 9 · 7,8125 kHz = 70,3125 kHz   |
| Kanal 4 | 11 · 7,8125 kHz = 85,9375 kHz  |
| Kanal 5 | 13 · 7,8125 kHz = 101,5625 kHz |
| Kanal 6 | 15 · 7,8125 kHz = 117,1875 kHz |

Der Sender wird amplitudenmoduliert bei  $m = 0,5$ . Seine Frequenz wird von einer gemeinsamen Quarzfrequenz von 7,8125 kHz abgeleitet. Zur Modulation benötigt er einen Eingangspegel von +6 dB, der am zweckmäßigsten von einem Begrenzer-Verstärker abgegeben wird.

Mit einer Kontrolleinrichtung muß der Schleifenstrom, der für die angegebenen Toleranzen zwischen 0,27 und 0,53 A liegt, gemessen werden. Ferner muß der Modulationsgrad von  $m = 0,5$  überwacht werden. Ein Lautsprecher gestattet eine akustische Überwachung der Modulation und sämtlicher Kanäle über einen Empfänger.

Der Betrieb von mehreren Kanälen mit verschiedenen Informationen erfordert bei nur einer Senderschleife eine Frequenzweiche. Sie dient zur Entkopplung der Endstufen. Die Weiche verfügt über sechs Eingänge und einen Ausgang für die Schleife. Mit einem eingebauten 70-kHz-Generator erfolgt die Anpassungsmessung zwischen Schleife und Weiche. Sie ist für eine maximale Schleifenlänge von etwa 200 m ( $L \approx 400 \mu H$ ) entsprechend einer Versorgungsfläche von 2500 m<sup>2</sup> ausgelegt.

Die Empfänger arbeiten zur Vermeidung von Pfeifstörungen als Geradeausempfänger, wobei der Antennenkreis einen fest auf die Trägerfrequenz abgestimmten Ferritstab enthält. Wichtig ist eine ausreichende Nachbarkanal-

selektion. Der Antennenkreis besitzt nur eine Selektion von 20 dB.

Um sie zu vergrößern, wurde eine Flächen- gleichrichtung angewandt, durch die eine zu- sätzliche Selektion von 15 dB gewonnen wurde. Eine weitere Verbesserung der Sele- ktion läßt sich durch eine logarithmische De- modulationskennlinie erzielen. Diese setzt eine logarithmische Modulation auf der Sender- seite voraus. Die nichtlinearen Verzerrungen bleiben bei  $m = 0,5$  unter  $k = 3\%$ . Bei der logarithmischen Demodulation ist die ge- wonnene NF von der HF praktisch unab- hängig. Dies ist ein Vorteil für derartige An- lagen.

Es gibt drei Typen von Empfängern, mit 1, 4 und 6 Kanälen. Die Lautstärke bei 2 mW Aus- gangsleistung beträgt bei einer Feldstärke von etwa 1 mA/m etwa 126 Phon. Diese Angabe bezieht sich auf den direkt am Ohr entstehen- den Schalldruck. Es werden Fotos der Anlage gezeigt sowie Schaltung und technische Daten der Empfänger angegeben.

Dr. Pahl

## Fachbücher

J. ten Brink/H. Kauffold

### Entwurf und Ausführung von Steuer- anlagen mit besonderer Berücksichti- gung von Förderanlagen

Band 9 der REIHE AUTOMATISIERUNGS- TECHNIK

VEB Verlag Technik, Berlin, 1963

79 Seiten, 53 Bilder, 5 Tafeln, 4,80 DM

Die Autoren behandeln am Beispiel der Steue- rung von Förderanlagen den Aufbau und die Wirkungsweise von Ablaufsteuerungen. Nach einer Einführung „Technologie von Förder- anlagen“ werden im Hauptabschnitt „Planung der Elektroausrüstung“ charakteristische Grundsaltungen dargestellt, Einteilungs- merkmale gegeben und die Darstellung der Schaltungsbausteine behandelt. Der dritte Abschnitt „Ausführungsarten der Elektroaus- rüstung“ enthält eine kurze Beschreibung der Verteilungen, Relaisfelder und Kommando- zentralen.

Allen Ausführungen liegt die Anwendung her-

kömmlicher Kontaktbauelemente zugrunde. Einzelne charakteristische Schaltgeräte (Re- lais, Schütze) werden in ihren technischen Daten tabellarisch gegenübergestellt. Wesent- lich ist, daß die Autoren bei der Behandlung des Stoffes von der technologischen Auf- gabenstellung ausgehen, davon — unter be- sonderer Behandlung von Ein- und Ausschalt- folgen — das Verriegelungsschema ableiten, danach die Schaltung entwerfen und ihre Wir- kungsweise im Text beschreiben. Diesem folge- richtigen Aufbau entspricht die klare, ver- ständliche Ausdrucksweise. Die Schaltungen sind als Stromlaufpläne in erweiterter Form gezeichnet, und zwar mit Angabe der zu einem Schaltgerät gehörenden Hilfskontakte unter dem jeweiligen Strompfad.

Bei einer Auswahlhaltung wird die Lösung durch einige Rechengänge der Schaltalgebra abgeleitet. Zur Darstellung der zeitlichen Auf- einanderfolge von Vorgängen dienen Schalt- folgepläne. Bei der Auswahl der dargestellten Schaltungen waren Einfachheit und Betriebs- sicherheit richtungsweisend.

Der Band fügt sich in die REIHE AUTO- MATISIERUNGSTECHNIK gut ein; er knüpft dabei an den im Band 2 der Reihe behandelten Stoff an. Die auf die Technik von Förderanlagen abgestimmten Darlegungen können unter Anpassung an die speziellen Bedingungen des jeweiligen Anwendungs- falles selbstverständlich auch auf andere Arten von Steuerungen angewendet werden. Die Autoren vermitteln dem Leser interessante Anregungen für Entwurf und Ausführung von Ablaufsteuerungen. Das weitere Eindringen in den Stoff wird durch ein gut ausgewähltes Literaturverzeichnis angeregt.

Gottschalk

Lunze/Wagner

### Einführung in die Elektrotechnik

Leitfaden und Aufgaben, Teil I und Teil II

VEB Verlag Technik, Berlin

Teil I: 216 Seiten, 218 Bilder, 16,— DM

Teil II: 194 Seiten, 206 Bilder, 14,80 DM

Man kann sich freuen, daß nach den bereits erschienenen Büchern „Berechnung elek- trischer Stromkreise“ und „Aufgaben zur theoretischen Elektrotechnik“ die beiden vor- liegenden Teile herausgegeben wurden. Wie die beiden vorhergehenden Bücher enthalten

auch die neuen Teile eine Vielzahl von Auf- gaben mit den entsprechenden Lösungen.

Der erste Teil untergliedert sich in Berech- nungen elektrischer Kreise bei Gleichstrom und in solche, mit deren Hilfe man die Wir- kungen des elektrischen Feldes rechnerisch erfassen kann. Die erstgenannten Berech- nungen erstrecken sich auf die Grundbegriffe, auf Methoden zur Berechnung elektrischer Kreise, auf den Leistungsumsatz im Strom- kreis und auf die Energieumformung. Der Teil II befaßt sich mit den magnetischen Feld- und Kenngrößen magnetischer Kreise sowie mit dem rechnerischen Einsatz dieser Größen beim Durchflutungsgesetz, bei den Berech- nungen magnetischer Felder, beim Induk- tionsgesetz, bei den Berechnungen der Selbst- und Gegeninduktion und beim Ermitteln der Energie und Kraft im magnetischen Feld.

Hervorzuheben an diesen Berechnungs- beispielen ist die Mühe, die sich die Autoren bei den Lösungsgängen gemacht haben, die be- sonders klar und leicht verständlich sind. Dies wird noch dadurch unterstrichen, daß jede Lösung anschließend diskutiert wird, so daß der Leser das Wesentliche der Lösung erkennt, also eine Schlußfolgerung aus dieser ziehen kann. Die vorliegenden Teile sind deshalb auch als Lehrbuch an unseren Universitäten und Hochschulen eingeführt worden. Doch nicht nur der Studierende zieht einen Nutzen aus den Aufgaben und Lösungen, sondern auch der praktisch tätige Ingenieur kann sich viele Anregungen für die Lösung seiner rech- nerischen Teilprobleme daraus holen.

Als methodisch vorteilhaft kann auch das Bestreben bezeichnet werden, analoge magne- tische und elektrische Größen gegenüberzu- stellen, wie dies offensichtlich in einer Zu- sammenstellung am Schluß des zweiten Teiles geschehen ist. Man findet hier die Gegenüber- stellung der analogen Beziehungen zwischen dem elektrischen Strömungsfeld, dem elektro- statischen Feld und dem magnetischen Feld. Hat nämlich der Leser den Inhalt beider Teile sorgfältig verarbeitet, so zeigt ihm diese Gegen- überstellung noch einmal deutlich die über- einstimmenden Berechnungsmethoden, wo- durch sein erarbeitetes Wissen auf das Wesent- liche ausgerichtet wird.

Man kann abschließend nur noch betonen, daß die Herausgabe dieser beiden Teile unsere Fachliteratur nützlich bereichern wird. Orlik

### Fortsetzung von Seite 152

durch Vergleichsmessungen mit bekannten Widerständen bzw. Kondensatoren punkt- weise aufzunehmen. Vor jeder Messung ist mit  $S_2$  die Spannung an  $Bu_2$  auf genau 220 V ein- zuregulieren. Es ergeben sich für M folgende An- zeigefunktionen:

Schalt- stellung $S_3$	Meßfunktion für M	Meßbereich
1	R ( $Bu_2$ ) C ( $Bu_2$ )	0,1 ... 5 M $\Omega$ 500 pF ... 20 nF
2	R ( $Bu_3$ ) C ( $Bu_3$ )	0 ... 100 k $\Omega$ 20 nF ... 0,5 $\mu$ F
3	$V \approx Bu_3$ $Bu_4$ $Bu_5$	0 ... 30 V 0 ... 300 V 0 ... 600 V
4	Ausgangsspannung an $Bu_2$	0 ... 300 V
5	Verbraucherstrom Verbraucherleistung	0 ... 1 A 0 ... 220 W

### Mechanischer Aufbau

Das Mustergerät hat die äußeren Abmes- sungen von 250  $\times$  160  $\times$  130 mm. Alle Bauteile wurden an der Frontplatte befestigt. Die An- ordnung zeigt Bild 3. Als Material für die Frontplatte wurde eine 1 mm starke Mela- cartplatte verwendet, die noch durch eine Pertinaxplatte verstärkt wurde. Die Trans- formatoren  $Tr_2$  und  $Tr_1$  sind an  $Tr_1$  befestigt.

Das Gehäuse ist in Rahmenbauweise ausge- führt. Um eine ausreichende Belüftung zu sichern, sind Boden und Seitenwände durch- brochen. Die Frontplatte liegt nach dem Ein- setzen ins Gehäuse auf dem Rahmen auf und wird mittels Holzschrauben gehalten.

Bild 4 zeigt die Vorderansicht des Muster- gerätes. Links liegen die Steckdosen,  $Bu_1$  oben und  $Bu_2$  unten, darunter der Netzanschluß für den Gerätestecker. Daneben befinden sich von oben nach unten:  $Bu_3$  bis  $Bu_5$  mit der Null-

buchse für die Spannungsmessung, die Buch- senpaare  $Bu_6$ ,  $Bu_7$  und  $Bu_8$ .

Über dem Meßgerät M wurde die Kontroll- lampe  $L_1$  angebracht, die zugleich die Skalen- beleuchtung übernimmt. Als Glühlampe wurde eine Zwergausführung verwendet. Damit das Blendlicht nicht stört, ist das Lämpchen von einem Pertinaxröhrchen entsprechenden Durchmessers mit kleiner Lichtaustrittsöf- fnung umgeben. Bei der Befestigung ist zu beachten, daß die Anschlüsse berührungs- sicher verlegt werden.

Unter dem Meßgerät befinden sich die Siche- rung  $Si$  und der Netzschalter  $S_1$ . Rechts neben dem Meßgerät M ist der Wahlschalter  $S_2$  ange- bracht; der Wahlschalter  $S_3$  liegt darunter. Man wird so verdrahten, daß bei Rechts- drehung von  $S_2$  die Spannung an  $Bu_2$  zu- nimmt. Im Bedarfsfalle kann auf Kontakt 23 der Transformator  $Tr_1$  bei geschlossenem Schalter  $S_1$  stromlos gemacht werden.

Anerkanntes Hochschullehrbuch

Prof. Dr.-Ing.- habil. Klaus Lunze  
Dr.-Ing. Eberhard Wagner

**Einführung  
in die Elektrotechnik**  
*Lehrplan und Aufgaben*

Teil I

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

**Wichtig**

für alle mit Elektrotechnik beschäftigten Fachleute und Amateure ist die Aneignung der Grundlagen der Elektrotechnik. Vorzüglich geeignet dafür ist das Buch von

Prof. Dr.-Ing. K. Lunze und  
Dr.-Ing. E. Wagner

**Einführung in die  
Elektrotechnik**

Teil I: Elektrische Stromkreise bei Gleichstrom und das elektrische Feld  
16,7 x 24,0 cm, 216 Seiten, 218 Abb., Kunstledereinband, 16,— DM

Durch jede Buchhandlung erhältlich. Falls nicht, erbitten wir Ihre Bestellung direkt an den Verlag

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN



**Elektronische Netzgeräte C 1 mit Gütezeichen 1  
Normeinbaugeschäfte Form C 4**

mit Hammerschlaglack grau gespritzt — sofort lieferbar.  
Bitte Prospekte beim Hersteller anfordern:

**PGH ELEKTROMESS**

Dresden A 21, Bärensteiner Straße 5 a

**Auch Kleinanzeigen  
finden  
stärkste Beachtung!**

**Prüf Fix**

das ideale Kontaktprüfgerät  
Lieferung über den Fachhandel  
PGH „ENERGIE“, Torgau

**radio  
und fernsehen**

*erscheint zweimal  
im Monat*

**Anzeigenschlußtermin**

am 29. und 13. eines jeden  
Monats für das über-  
nächste Heft.

**Alleinige Anzeigenannahme:**

DEWAG-WERBUNG  
BERLIN, Berlin C 2,  
Rosenthaler Straße 28-31,  
und alle DEWAG-Be-  
triebe in den Bezirks-  
städten der DDR.



UKW-Empfangsantennen

FS-Empfangsantennen

FS-Tischantennen

**Buchmann, Schulze & Co., KG**

Betrieb mit staatlicher Beteiligung

**Dessau, Stenesche Straße 12**

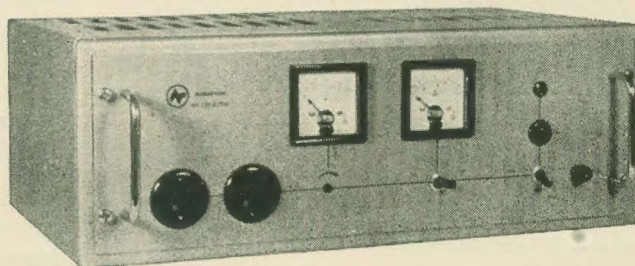
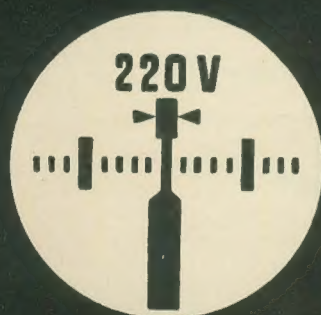
**Prospektmaterial**

über die Literatur des  
VEB Verlag Technik  
fordern Sie bitte bei  
Ihrem Buchhändler an.

Keine Kontaktschwierigkeiten mehr  
durch die Verwendung von

**Spezial-Wellenschalteröl »d«**

Rundfunk-Spezialist Friedrich Granowski, Rudolstadt 2/Thür.



STUDIENBETRIEB

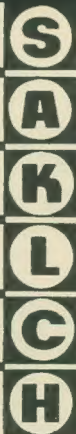
AUTOMATION

KERNTECHNIK

LABOR

CHEMIE

HOCHSPANNUNGSTECHNIK



**Wechselspannungs-Stabilisator Typ NG 220/2,25 W**

Elektronisches Regelgerät mit Transduktor zur Stabilisierung von  
220 V Wechselspannung bei einer Leistung von 500/1000 VA

**Konstanter Effektivwert:**

Änderung der Ausgangsspannung  $\leq 0,1\%$   
Regelzeitkonstante ca. 0,1 sec

**Praktisch sinusförmige Ausgangsspannung**

Klirrfaktor  $\leq 3\%$

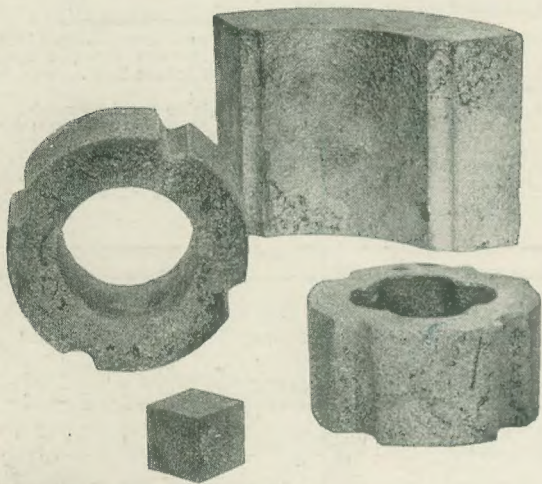
**STATRON**



PRODUKTIONSGENOSSENSCHAFT DES HANDWERKS  
FÜRSTENWALDE / SPREE, EHRENFRIED-JOPP-STR. 59

# Alnico

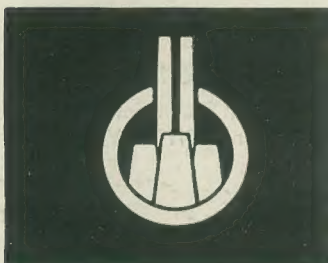
## Permanent- Magnete



in allen notwendigen Größen

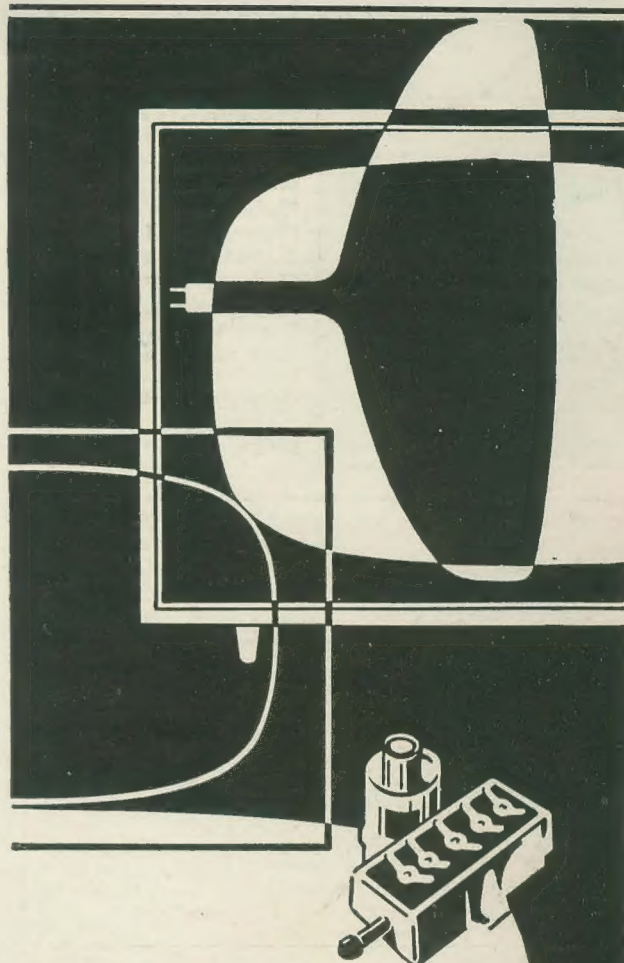
für Lautsprecher  
Fernsehen  
Lichtmaschinen  
Meßinstrumente  
Motoren  
Kupplungen  
Zündmaschinen  
und viele andere  
Anwendungsgebiete

694 S



Bitte technische  
Beratung anfordern

**VEB ELEKTROCHEMISCHES  
KOMBINAT BITTERFELD**



### Bastlerbedarf für Fernsehamateure

erhalten Sie in unseren Industrieläden

#### Dresden A 1

Ernst-Thälmann-Straße 9

#### Berlin NO 18

Karl-Marx-Allee 87

#### Rostock

Kröpeliner Straße 16



**VEB RAFENAWERKE RADEBERG**